
МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА
В. К. ЛАБУТИН
НОВОЕ
В ТЕХНИКЕ
ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО
УСИЛЕНИЯ
ГЭИ
1957

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 274

В. К. ЛАБУТИН

НОВОЕ В ТЕХНИКЕ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО УСИЛЕНИЯ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1957 ЛЕНИНГРАД

Брошюра содержит обзор схем и принципов построения высококачественных усилителей низкой частоты современной зарубежной радиоаппаратуры и предназначается для широкого круга радиолюбителей.

СОДЕРЖАНИЕ

Автор *Лабутин Вадим Константинович*

НОВОЕ В ТЕХНИКЕ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО УСИЛЕНИЯ

Редактор *Ф. И. Тарасов* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 27/II 1957 г. Подписано к печати 5/VI 1957 г.
Бумага 84×108 1/32. 2,5 печ. л. Уч.-изд. л. 2,7
Т-05615. Тираж 50 000 экз. Цена 1 р. 10 к. Заказ 119.

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Проблема высококачественного воспроизведения радиопрограммы может быть успешно решена лишь при условии. если правильно учтены и взаимно скорректированы характеристики всех звеньев канала, начиная от студии и микрофона и кончая помещением, в котором происходит прослушивание радиопрограммы, причем во всех звеньях, где это возможно, предусмотрены необходимые меры для снижения искажений. Иными словами, для получения высококачественного звучания надо каждое звено, участвующее в передаче программы, сделать высококачественным.

Основными источниками программы для прослушивания в домашних условиях являются передачи радиовещательных станций, граммофонная запись, магнитофонная запись и трансляционная сеть местного радиоузла.

Каналы передачи всех источников, кроме домашней магнитофонной записи, распадаются на передающую и приемную части, причем первая не может контролироваться радиослушателем. Однако благодаря усилиям большого отряда специалистов качество программ, выпускаемых по проводам, по радио и в виде граммпластинок, непрерывно повышается. Новый скачок в повышении качества радиопрограмм обеспечивает развитие радиовещания с частотной модуляцией, выпуск долгоиграющих граммпластинок и улучшение характеристик электроакустических приборов (микрофонов, звукоснимателей, громкоговорителей).

В связи с этим в последние годы усилилось внимание и к качественным показателям приемных частей каналов всех видов радиопрограммы: радиовещательных приемников, звуковых каналов телевизоров, граммофонных проигрывателей, усилителей низкой частоты. Улучшение характеристик приемных частей каналов позволяет не только сохранить высокое качество передачи, обеспечиваемое передающей частью, но и скорректировать сквозные характеристики каналов радиопрограммы, скомпенсировать или ослабить некоторые специфические искажения и помехи, возникающие в передающей части.

Все перечисленные выше источники радиопрограммы, за исключением радиотрансляционной сети, требуют применения в приемной части канала одного общего звена — усилителя низкой частоты. Обзору основных направлений и схемных решений современных зарубежных усилителей низкой частоты, предназначенных для высококачественного воспроизведения радиопрограмм, получаемых от различных источников, и посвящается дальнейшее изложение.

В послевоенные годы мы являемся свидетелями значительного расширения ассортимента домашней радиоаппаратуры. Вслед за радиовещательными АМ приемниками и граммофонными проигрывателями стали быстро внедряться в быт телевизоры, магнитофоны, ЧМ приемники и универсальные проигрыватели. Снабжение каждого из этих аппаратов самостоятельным высококачественным усилителем низкой частоты связано со значительным увеличением габаритов, усложнением силовой части и повышением стоимости.

Поэтому наряду с выпуском радиовещательных приемников, магнитофонов и телевизоров, снабженных собственными усилителями низкой частоты, представляются целесообразными две новые тенденции.

Во-первых, наблюдается увеличение выпуска комбинированных установок, где в одном ящике размещается несколько радиоаппаратов, причем все они имеют общий высококачественный усилитель низкой частоты. Наиболее совершенные «радиокомбайны» комплектуются комбинированным АМ-ЧМ приемником, универсальным граммофонным проигрывателем, магнитофоном, телевизором, общим усилителем низкой частоты и общим громкоговорителем или комплектом громкоговорителей.

Другая тенденция состоит в выпуске ассортимента отдельных блоков: АМ-ЧМ приемников без низкочастотной части, телевизоров, граммофонных проигрывателей, предварительных и оконечных усилителей низкой частоты, ящиков с громкоговорителями и ящиков для комбинированных установок, на основе которых радиослушатель может самостоятельно скомплектовать «радиокомбайн» по своему вкусу. Применение одного универсального высококачественного усилителя низкой частоты значительно упрощает и удешевляет обзаведение полным комплектом домашней радиоаппаратуры, причем обеспечивается наилучшее звучание каждого аппарата.

Тенденция изготовления усилителя низкой частоты в виде отдельной конструкции универсального назначения с изъя-

тием соответствующих каскадов из всех прочих аппаратов представляет особый интерес для радиолюбителей.

Универсальные усилители низкой частоты обычно оформляются в виде двух блоков: предварительного усилителя и оконечного. Эти названия в значительной мере условны и необходимо пояснить состав и функции этих блоков.

Предварительным усилителем называют блок, в котором сосредоточиваются все органы управления. Он обладает весьма гибкими частотными характеристиками, регулируемыми в широких пределах, часто имеет минимальные габариты и иногда может применяться как выносной блок. Как правило, этот блок снабжается индивидуальными входными гнездами для постоянного подключения различных источников программы, а выбор программы осуществляется специальным переключателем. Для ряда источников программ предусматриваются специальные корректирующие каскады, служащие для компенсации частотных искажений передающей части канала и для приведения сигналов различных источников к одному и тому же уровню.

Блок оконечного усилителя наряду с оконечным каскадом содержит обычно два-три каскада предварительного усиления и силовую часть, обеспечивающую также питание ламп блока предварительного усилителя. Этот блок обладает нерегулируемыми характеристиками и вносит минимальные частотные и нелинейные искажения.

Типовые блок-схемы предварительного и оконечного усилителей показаны на рис. 1 и 2. Элементы, изображенные штриховой линией, присутствуют не всегда.

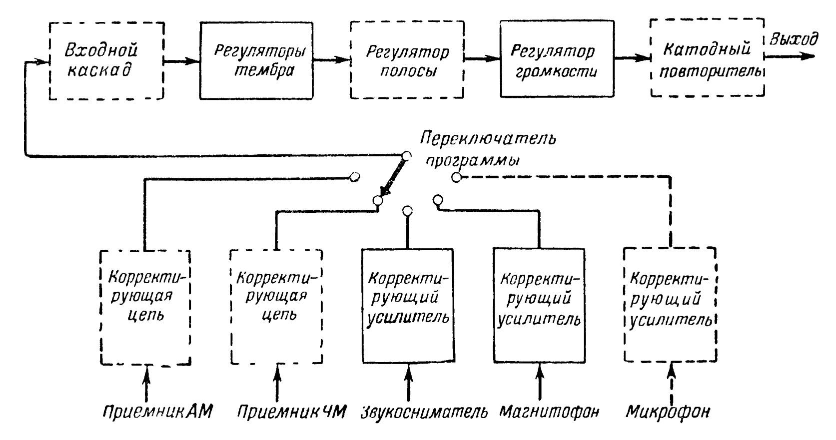


Рис. 1. Типовая блок-схема предварительного усилителя.

Типовые требования к параметрам и характеристикам лучших образцов этих двух блоков следующие:

Предварительный усилитель

Чувствительность[1] с гнезда приемника . .	50 *мв*
То же звукоснимателя	10 „
„ „ магнитофона	5 „
Номинальное выходное напряжение	1 *в*
Уровень шума ниже номинального уровня на	70 *дб*
Коэффициент нелинейных искажений	<0,2%
Полоса усиливаемых частот при неравномерности ±0,5 *дб* (при установке регуляторов тембра в среднее положение) .	20—20 000 *гц*
Пределы регулировки частотной характеристики в области нижних (40 *гц*) и верхних (12 *кгц*) частот	±15 *дб*

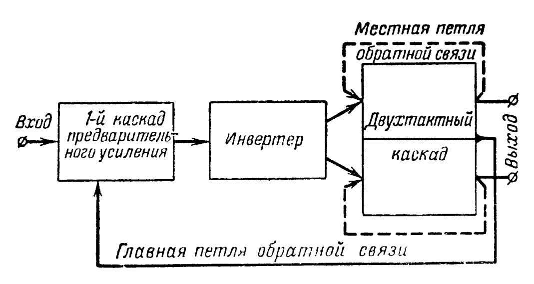


Рис. 2. Типовая блок-схема оконечного усилителя.

Кроме того, обычно предусматривается коррекция стандартных частотных характеристик записи граммпластинок с точностью до ±1 *дб;* иногда вводится переключатель полосы пропускаемых частот на три—пять положений; регулировка громкости частотно-компенсированная.

Оконечный усилитель

Номинальная выходная мощность	16 *вт*
Чувствительность	200 *мв*
Полоса усиливаемых частот при неравномерности не хуже ± 0,5 *дб*	30—15 000 *гц*
Коэффициент нелинейных искажений	⩽0,3%
Коэффициент комбинационных искажений .	⩽1,0%
Уровень шума ниже номинального на . . .	80 *дб*
Выходное сопротивление (при нагрузке 15 *ом*)	⩽0,5 *ом*

[1] Под чувствительностью понимается величина входного напряжения при частоте 1 000 *гц* и номинальном выходном напряжении, когда регулятор громкости находится в положении максимальной громкости.

Следует отметить, что требования эти весьма высокие и часть из них не может быть оправдана с точки зрения технико-экономических условий работы радиоканала в целом. По-видимому, завышение технических требований к усилителям низкой частоты вызвано рекламными соображениями и конкуренцией.

Основными путями повышения качества низкочастотных усилителей можно считать:

1) введение специальных для каждого источника программы корректирующих элементов, которые позволяют без дополнительной регулировки скомпенсировать средние частотные искажения, присущие данному каналу, и ослабить специфические помехи;

2) применение нескольких регуляторов частотной характеристики, имеющих широкие пределы регулировки, что позволяет производить дополнительное выравнивание сквозной частотной характеристики канала и приноравливаться к акустическим свойствам помещения и к индивидуальным вкусам радиослушателя;

3) широкое применение отрицательной обратной связи, позволяющей резко снижать нелинейные и перекрестные искажения как в самом усилителе, так и у громкоговорителей;

4) создание большого запаса выходной мощности, чем обеспечивается большой динамический диапазон громкостей, упрощается применение двухполосных и трехполосных громкоговорителей, повышается стабильность работы усилителя в режиме нормальной выходной мощности при понижении напряжения сети, облегчается реализация псевдостереофонического воспроизведения. Тем не менее выходная мощность порядка 16—20 *вт* (а иногда она доходит у оконечных зарубежных усилителей и до 30 *вт*) представляется излишне завышенной для домашних условий.

ОКОНЕЧНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Как уже было отмечено, к оконечному усилителю предъявляются требования неискаженного усиления: минимум частотных и нелинейных искажений, минимальный уровень шума. Кроме того, для снижения искажений, которые может вносить громкоговоритель с плохо демпфированной подвижной системой, предъявляется жесткое требование в отношении величины выходного сопротивления усилителя. Чем оно меньше, тем лучше демпфируется подвижная система громкоговорителя, тем в большей мере подавляются

собственные резонансы и выбросы частотной характеристики громкоговорителя. Для оценки степени демпфирования вводится особая характеристика — «фактор демпфирования», обозначаемый буквой D и выражающийся отношением

$$D = \frac{R_{гр}}{R_{вых}},$$

где $R_{гр}$ — сопротивление звуковой катушки громкоговорителя;

$R_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя, приведенное ко вторичной обмотке выходного трансформатора.

В лучших образцах оконечных усилителей достигают значений $D = 50$ и выше.

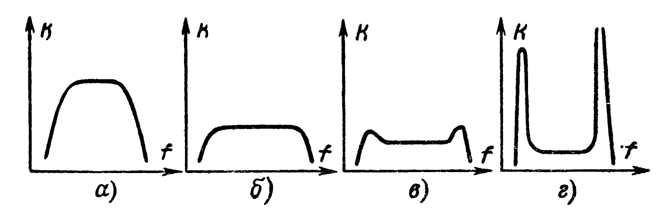


Рис. 3. Частотные характеристики усилителя без обратной связи (*а*) и с отрицательной обратной связью (*б*, *в* и *г*) в порядке увеличения ее глубины.

Основным средством выполнения всех этих требований является отрицательная обратная связь. Наряду с главной петлей обратной связи, охватывающей все каскады оконечного усилителя, широко применяются внутренние петли, охватывающие по одному-два каскада, а также новые виды обратной связи, например в цепях экранирующих сеток пентодов, обеспечивающие повышение линейности характеристик ламп.

Повышение глубины отрицательной обратной связи, охватывающей несколько каскадов, возможно лишь до определенного предела, так как фазовые сдвиги на верхних и нижних частотах приводят к появлению в этих областях положительной обратной связи и по мере увеличения коэффициента обратной связи вызывают неустойчивость и, наконец, самовозбуждение усилителя (рис. 3). Между тем наиболее важна глубокая отрицательная обратная связь именно на крайних частотах усиливаемого спектра, так как

именно здесь располагаются резонансные частоты громкоговорителя и для подавления этих резонансов необходимо хорошее демпфирование его подвижной системы.

В связи с этим в высококачественных усилителях низкой частоты приобретает первостепенное значение фазовая характеристика: требуется резкое расширение области частот с минимальными фазовыми сдвигами. Так, например, в одном из оконечных усилителей, имеющем фактор демпфирования $D=50$ в пределах полосы частот от 40 *гц* до 20 *кгц*, применена отрицательная обратная связь в 30 *дб*. Для реализации такой глубокой обратной связи необходимо было обеспечить фазовый сдвиг менее 10° при частоте 10 *гц* и около 20° при частоте 20 *кгц*.

Улучшение фазовой характеристики осуществляется путем изъятия из схемы усилителя частотнозависимых регулировок, всех трансформаторов, кроме выходного, путем резкого повышения требований к выходному трансформатору (увеличение индуктивности первичной обмотки, снижение индуктивности рассеяния и паразитных емкостей), а также введением в схему усилителя специальных корректирующих фазовую характеристику *RC*-цепей.

Эти меры благодаря взаимосвязи между фазовой и частотной характеристиками равноценны резкому расширению полосы усиливаемых частот. Так, у того же усилителя в результате мер коррекции фазовой характеристики полоса усиливаемых частот при неравномерности 1 *дб* простирается от 2 *гц* до 100 *кгц*. Эти числа достаточно наглядно иллюстрируют, какой дорогой ценой покупается высококачественное усиление: действительная полоса усиливаемых частот высококачественного усилителя превышает используемую для воспроизведения полосу на четыре-пять октав, т. е. в 30—60 раз!

В связи с этим целесообразно ограничивать глубину отрицательной обратной связи разумным пределом и изыскивать также другие способы снижения нелинейных искажений и улучшения демпфирования подвижной системы громкоговорителя. Для облегчения устройства глубокой обратной связи целесообразно сводить число каскадов в оконечном усилителе к минимуму. Наиболее распространена схема оконечного усилителя с тремя каскадами усиления: 1) усилитель напряжения, 2) инвертер и 3) двухтактный выходной каскад.

Схемы первого каскада редко содержат элементы новизны. Малые нелинейные искажения здесь легко обеспечиваются в связи с относительно малыми значениями усиливае-

мого напряжения. Для улучшения фазовой характеристики иногда вводятся простые корректирующие *RC*-цепи.

Наибольший интерес представляют схемы выходного каскада и инвертеров, на рассмотрении которых мы и остановимся.

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

В связи с тенденцией к обеспечению значительного запаса мощности выходные каскады высококачественных усилителей осуществляются, как правило, по двухтактной схеме, что также облегчает получение малых нелинейных искажений. Чаще всего применяются пентоды или лучевые тетроды в режиме класса AB_1, реже — AB_2 и А.

Характерно повышение внимания к схемам питания управляющих и экранирующих сеток ламп, ибо, как показали детальные исследования, эти цепи оказывают существенное влияние на величину нелинейных искажений и выходной мощности в реальном режиме работы низкочастотного усилителя.

Несмотря на наличие главной петли обратной связи, охватывающей все каскады усилителя, в выходном каскаде часто применяется еще местная отрицательная обратная связь.

Местная обратная связь обычно имеет небольшую глубину (не больше 10—12 *дб*), так как ее применение требует соответствующего повышения напряжения, возбуждающего выходной каскад, а это создает опасность появления заметных нелинейных искажений еще в предоконечном каскаде. Эту обратную связь редко устраивают в известной прежде форме реостатно-емкостной связи между анодами и управляющими сетками ламп выходного каскада. По большей части ею стараются охватить и выходной трансформатор, что позволяет уменьшить не только нелинейность характеристик ламп, но и искажения, вносимые трансформатором.

В некоторых схемах применяется обратная связь при помощи специальной симметричной обмотки, вводимой в цепи катодов ламп (рис. 4).

Однако наибольшее внимание сейчас привлекает к себе схема так называемого «ультралинейного» усилителя. По сути дела, эта схема представляет собой усилитель с отрицательной обратной связью, вводимой в цепи экранирующих сеток (рис. 5). Но поскольку характеристики ламп по экранирующим сеткам имеют своеобразный нелинейный характер, то эффект здесь получается более сложный, в резуль-

тате чего пентод или тетрод в такой схеме приобретает свойства новой лампы, которая по своим параметрам занимает промежуточное положение между пентодом и триодом.

Выбором оптимального соотношения между витками обмотки выходного трансформатора, введенными в цепь экранирующей сетки и в цепь анода (для каждого типа лампы это отношение может иметь разное значение) можно сохранить экономичность питания, чувствительность и большую выходную мощность, присущие пентоду, получить малое внутреннее сопротивление, свойственное триоду, и добиться уменьшения нелинейных искажений до

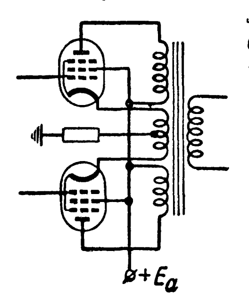


Рис. 4. Схема подачи отрицательной обратной связи в двухтактном каскаде в цепи катодов ламп.

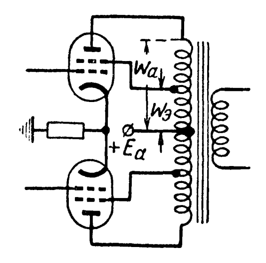


Рис. 5. Схема „ультралинейного" усилителя.

уровня более низкого, чем в случае не только пентодного, но даже триодного включения данного типа лампы.

В периодической литературе опубликовано уже несколько исследований такой схемы, причем у различных авторов получаются не вполне одинаковые результаты, причиной чему, по-видимому, являются различия в свойствах выходных трансформаторов, а также в методике измерений. Наиболее важными в этих исследованиях являются характеристики зависимости выходной мощности $P_{вых}$, коэффициента нелинейных искажений $K_н$ и внутреннего сопротивления $R_{вых}$ от параметра распределения нагрузки n:

$$n = \frac{Z_э}{Z_a},$$

где Z_a — сопротивление нагрузки, приведенное ко всей первичной обмотке выходного трансформатора;

$Z_э$ — сопротивление нагрузки, приведенное к той части первичной обмотки, которая включена в цепь экранирующих сеток ламп.

Заметим тут же, что, поскольку приведенное сопротивление пропорционально квадрату числа витков, то, выражая параметр n через числа витков соответствующих частей первичной обмотки, получим соотношение

$$n = \frac{w_э^2}{w_a^2}.$$

Типичный ход интересующих нас зависимостей представлен на рис. 6. Значение $n = 0$ соответствует пентод-

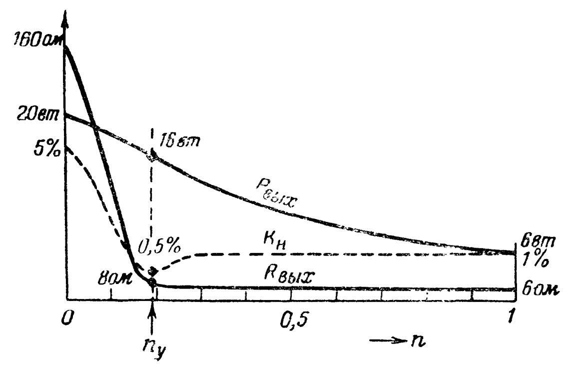


Рис. 6. Зависимость выходной мощности ($P_{вых}$), коэффициента нелинейных искажений ($K_н$) и внутреннего сопротивления ($R_{вых}$) усилителя с распределенной нагрузкой от выбора параметра n.

ному включению ламп ($w_э = 0$), а $n = 1$ — триодному соединению ($w_э = w_a$, т. е. экранирующие сетки ламп присоединены к их анодам). По мере увеличения параметра n быстро уменьшаются внутреннее сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент нелинейных искажении $K_н$, а выходная мощность $P_{вых}$ сначала снижается незначительно.

При некотором оптимальном значении n нелинейные искажения получаются наименьшими. Эта точка и характеризует собой «ультралинейный» режим. Для большинства пентодов и лучевых тетродов, в том числе и для тетрода типа 6П3С, ультралинейному режиму соответствует $n_y = 0{,}18 \div 0{,}2$. Однако для некоторых ламп оптимальное значение n резко отличается. Так, например, для тетродов 6П6С и 6П1П минимум нелинейных искажений наступает при $n = 0{,}05$.

По мере дальнейшего увеличения параметра распределения нагрузки вплоть до $n = 1$ коэффициент нелинейных

искажений несколько возрастает, внутреннее сопротивление снижается незначительно, а выходная мощность резко падает.

К графику рис. 6 надо сделать некоторые замечания. Большинство исследователей при определении этих зависимостей изменяло не только величину n, но и для каждого значения n подбирало наилучший режим лампы, изменяя величины сопротивления нагрузки, сеточного смещения, напряжения возбуждения и анодного напряжения, причем всякий раз устанавливалось максимально возможное анодное напряжение с точки зрения допустимой мощности рассеяния на анодах ламп. При этом по мере увеличения n анодное напряжение несколько повышают.

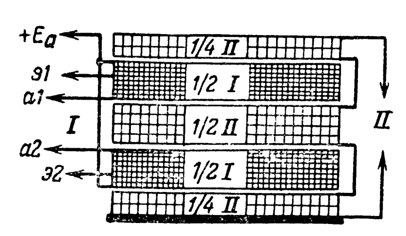


Рис. 7. Схема размещения обмоток в выходном трансформаторе „ультралинейного усилителя".

На пути реализации ультралинейного режима стоит сложная задача конструирования выходного трансформатора с ничтожными индуктивностями рассеяния. Так, для одного из усилителей, использующего ультралинейный режим выходного каскада, был сконструирован выходной трансформатор, у которого индуктивность рассеяния была в 15 000 раз меньше индуктивности первичной обмотки.

Наиболее распространенная система расположения обмоток в трансформаторах ультралинейных усилителей изображена на рис. 7.

Ультралинейный режим двухтактного каскада на лучевых тетродах типа 6П3С характеризуется следующими данными:

Сопротивление нагрузки (между анодами) . . .	6 600 *ом*
Напряжение источника анодного питания . . .	385 *в*
Напряжение смещения (за счет сопротивления в цепи катодов обеих ламп $R_к$=350 *ом*) . .	35 „
Катодный ток (обеих ламп)	100 *ма*
Параметр распределения нагрузки n	18,5%
Выходная мощность	20 *вт*
Коэффициент нелинейных искажений	0,3%
Коэффициент перекрестных искажений	1,0%

Данные выходного трансформатора: сечение стали сердечника 6 *см*² (сталь повышенного качества), каждая половина первичной обмотки состоит из 1 940 витков провода

диаметром 0,18 *мм* с отводом от 830-го витка, вторичная обмотка (под сопротивление звуковой катушки 15 *ом*) содержит 180 витков провода диаметром 0,83 *мм*. При этом индуктивность первичной обмотки составляет 75 *гн*, а индуктивности рассеяния (при выполнении обмоток по схеме рис. 7) между первичной и вторичной обмотками — около 30 *мгн*, между каждой секцией, включаемой в цепь экранирующей сетки лампы, и половиной первичной обмотки — менее 10 *мгн*.

Схема балансировки. Неравенство постоянных составляющих анодных токов ламп двухтактного каскада приводит к появлению постоянного намагничивания сердечника выходного трансформатора, которое вызывает уменьшение действующей индуктивности первичной обмотки и может быть причиной увеличения искажений, особенно в области нижних частот.

Для борьбы с этим явлением часто применяются в цепях подачи напряжения сеточного смещения подстроечные схемы, которые позволяют слегка раздвигать рабочие точки ламп и этим выравнивать постоянные составляющие анодных токов. Ряд таких схем представлен на рис. 8. Схемы рис. 8,*а* и *б* наиболее применимы в каскадах, работающих в режиме класса АВ, рис. 8,*в* и *г* — для режима А, а также для ультралинейных каскадов (рис. 8,*в*).

Особый интерес представляет схема рис. 8,*д*. Дело в том, что наибольший разброс параметров ламп, в том числе анодных токов и крутизны характеристики, обусловлен неодинаковыми свойствами катодов. Поэтому уравнивание эмиссии катодов обычно дает возможность не только сбалансировать постоянные составляющие анодных токов ламп, но и улучшить симметрию их усилительных параметров. Это и осуществляется при помощи потенциометра *R*, позволяющего в небольших пределах изменять соотношение между токами накала ламп. Эта схема отличается большой устойчивостью балансировки при колебаниях питающего напряжения. Недостатком ее является длительность процесса балансировки, обусловленная тепловой инерцией катодов.

Сеточное смещение. Применение автоматического сеточного смещения за счет катодного тока ламп в реальном режиме работы усилителя часто бывает причиной увеличения нелинейных искажений по сравнению с той величиной их, которая указывается в таблицах и измеряется при помощи приборов. Классическое измерение коэффициента нелинейных искажений производится при возбуждении усилителя синусоидальным сигналом фиксированной амплитуды от

звукового генератора. При этом постоянная составляющая катодного тока ламп неизменна, а потому и рабочая точка, обусловленная постоянным напряжением сеточного смещения, имеет для каждой данной амплитуды фиксированное положение.

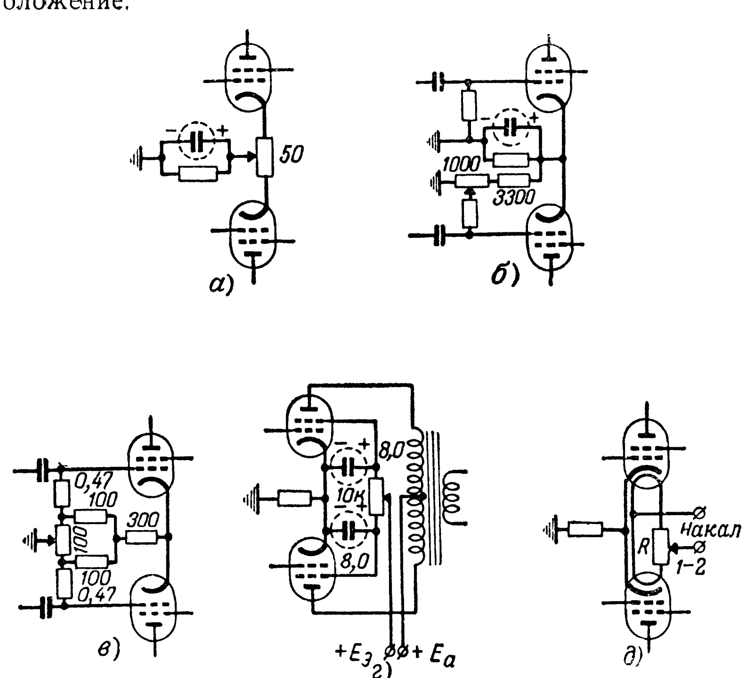


Рис. 8. Схемы симметрирования двухтактного каскада.

а и *б* — по постоянным составляющим анодных токов ламп при употреблении автоматического сеточного смещения с блокировкой сопротивления электролитическим конденсатором; *в* и *г* — то же при употреблении неблокированных емкостью сопротивлений смещения; *д* — симметрирование за счет выравнивания эмиссии катодов.

В обычных режимах выходных каскадов с ростом сигнала постоянная составляющая катодного тока также растет, что ведет к смещению рабочей точки влево и позволяет без боязни возникновения сеточных токов увеличивать амплитуду возбуждения в большей мере, чем если бы положение рабочей точки было неизменным.

Однако в случае, когда катодное сопротивление заблокировано конденсатором большой емкости, постоянная времени этой цепи оказывается значительной и при внезапных изменениях амплитуды, часто случающихся в реальной звуковой программе, рабочая точка не успевает своевременно смещаться, что приводит к нарушению тех соот-

ношений между амплитудой сигнала и напряжением сеточного смещения, которые имеют место при лабораторных измерениях. Большие амплитуды, действующие при малых смещениях, могут перегружать усилитель еще до достижения максимальной мощности. Это явление, трудно исследуемое при помощи измерительных приборов, может заметно ухудшать качество звучания радиоустановки.

Хорошие результаты отмечаются при увеличении исходного напряжения автоматического смещения в режиме АВ до величины, соответствующей режиму работы с фиксированным смещением, причем катодное сопротивление и экранирующие сетки ламп, питаемые через гасящее сопротивление, должны блокироваться электролитическими конденсаторами возможно большей емкости (50—100 *мкф*). Поскольку максимальные пики громкости весьма кратковременны, то при этом рабочая точка не будет успевать заметно смещаться. Однако у такого усилителя реальный коэффициент нелинейных искажений при максимальной мощности опять-таки измерить при помощи приборов весьма трудно. Здесь, наоборот, измерительные приборы будут показывать большее значение его, чем имеет место при воспроизведении радиопрограммы.

Другой метод борьбы с описываемым явлением состоит в применении «ультралинейного режима». Как показали исследования, при оптимальном распределении нагрузки между анодами и экранирующими сетками ламп не только достигают минимума нелинейные искажения, но и становятся практически неощутимыми изменения постоянной составляющей катодного тока во всем диапазоне изменения амплитуд сигнала. Таким образом, ультралинейный усилитель с точки зрения режимов питания при автоматическом смещении приобретает свойства усилителя с фиксированным смещением. Поэтому для него требуется увеличение напряжения сеточного смещения.

Питание экранирующих сеток. Увеличение анодного и экранного токов выходного каскада при пиковых амплитудах сигнала вызывает снижение напряжений, питающих эти цепи, что, во-первых, ограничивает величину выходной мощности, а во-вторых, является причиной нелинейных искажений. Особенно велико влияние понижения напряжения экранирующих сеток. Поэтому в современных высококачественных усилителях можно встретить схемы, преследующие цель стабилизировать напряжение питания экранирующих сеток. Иногда применяют даже классическую схему электронного стабилизатора напряжения с усилителем постоянного тока

и регулирующей лампой. Однако чаще встречаются упрощенные стабилизаторы.

В случае, когда напряжение экранирующих сеток ламп должно быть на 70—150 *в* ниже анодного, вместо гасящего сопротивления в цепь экранирующих сеток иногда включают газовый стабилизатор (рис. 9). Хотя за счет приращения анодного тока ламп напряжение выпрямителя, а соответственно и экранирующих сеток несколько снижается в моменты пиковых амплитуд сигнала, но процент приращения анодного тока меньше, чем экранного. Поэтому, передавая на экранирующие сетки ламп колебания полного анодного напряжения, можно получить меньшие колебания экранного напряжения, чем при питании экранирующих сеток через гасящее сопротивление.

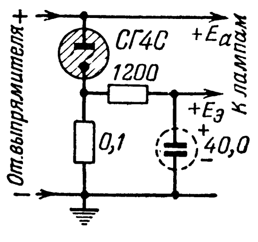


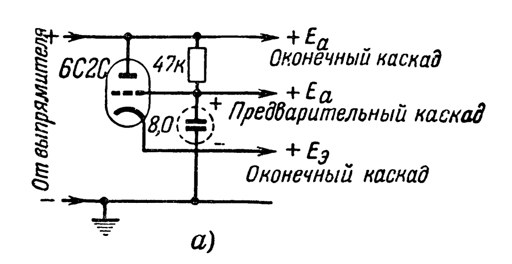
Рис. 9. Применение газового стабилизатора в качестве гасящего сопротивления в цепях экранирующих сеток ламп.

Другие две схемы (рис. 10) используют упрощенные варианты электронного стабилизатора. В схеме рис. 10,*а* регулирующая лампа включена вместо гасящего сопротивления. Для осуществления стабилизации необходимо, чтобы сопротивление лампы уменьшалось при увеличении проходящего через нее тока экранирующих сеток выходных ламп. Для этого достаточно, как это сделано в схеме рис. 10,*а*, сообщить ее управляющей сетке фиксированный потенциал. Тогда изменение потенциала катода регулирующей лампы, равного $E_э$, будет ограничиваться несколькими единицами вольт при значительных изменениях тока.

В схеме рис. 10,*б* регулирующая лампа $Л_3$ питается параллельно с экранирующими сетками выходных ламп. Принцип стабилизации здесь состоит в том, что при увеличении тока экранирующих сеток анодный ток регулирующей лампы уменьшается, причем сумма токов остается почти неизменной, а потому напряжение $E_э$, получаемое после гасящего сопротивления R_1, по которому проходит сумма этих токов, также изменяется незначительно.

Для осуществления этого принципа надо понижать потенциал управляющей сетки лампы $Л_3$ относительно ее катода при возрастании тока экранирующих сеток выходных ламп. Это достигается автоматически путем присоединения катода лампы $Л_3$ к катодам выходных ламп и подачей на

управляющую сетку напряжения с делителя R_2R_3, питаемого экранным напряжением. Схема стабилизирует не только экранное напряжение, но и напряжение сеточного смещения. Эффективная работа обеспечивается применением специаль-



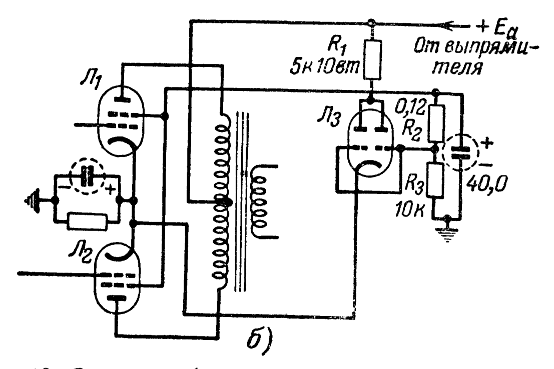


Рис. 10. Схемы стабилизации экранного напряжения.
а — с последовательным включением регулирующей лампы; *б* — с параллельным включением регулирующей лампы.

ного двойного триода, сочетающего большую мощность рассеяния анодов с высоким коэффициентом усиления. Удовлетворительно работает в этой схеме двойной триод типа 6Н7С.

ИНВЕРТЕР

К инвертеру высококачественного усилителя предъявляется ряд специфических требований. Во-первых, наличие глубокой отрицательной обратной связи, охватывающей весь усилитель, требует высокой симметрии инвертера в широком диапазоне частот и минимальных фазовых искажений. По одной этой причине избегают употреблять для перехода к двухтактной схеме трансформаторы.

Во-вторых, применение местной петли обратной связи в выходном каскаде требует увеличения напряжения возбуждения, следовательно, инвертер в высококачественном

усилителе часто работает при значительно больших сигналах, чем обычно.

Наконец, коэффициент нелинейных искажений инвертера не должен превышать десятых долей процента, так как иначе он может превысить искажения выходного каскада и свести на нет все те серьезные меры, которые применяются для снижения искажений всего усилителя.

Высокая линейность при больших амплитудах выходного напряжения достигается осуществлением инвертера на двух лампах (однолампювая схема инвертера с нагрузкой, разделенной между анодной и катодной цепями, применяется лишь при отсутствии обратной связи в выходном каскаде, когда для «раскачки» последнего не требуется большого напряжения), тщательным выбором рабочего режима лампы, а в исключительных случаях даже отнесением инвертера на один каскад и осуществлением предоконечного каскада в форме двухтактного усилителя. Ряд схемных мер применяют для улучшения фазовой характеристики и расширения полосы частот, в пределах которой сохраняется высокая симметрия инвертера.

На рис. 11,*а* приведена схема инвертера с разделенной между анодной и катодной цепями нагрузкой, причем связь с предшествующим каскадом осуществлена без разделительного конденсатора. Необходимая величина сеточного смещения у инвертерного триода обеспечивается согласованным выбором рабочего режима инвертера и предшествующего каскада. Окончательную подгонку рабочей точки инвертерного триода легко осуществить на практике небольшим изменением сопротивления R_1 в цепи катода предшествующей лампы.

Инвертер с разделенной нагрузкой работает с очень глубокой отрицательной обратной связью ($\beta=0,5$) из-за наличия в цепи катода сопротивления R_3, равного сопротивлению R_4 в цепи анода, и коэффициент усиления его не может превышать 2. Напряжение возбуждения каждого плеча двухтактной схемы ограничивается половиной максимального выходного напряжения данного типа триода. Выходные сопротивления анодного и катодного плеч инвертера с разделенной нагрузкой сильно отличаются: сопротивление катодного выхода благодаря обратной связи во много раз меньше сопротивления анодного выхода. Это приводит к заметной несимметрии инвертера уже на частотах в несколько десятков килогерц и ограничивает возможности применения глубокой отрицательной обратной связи в главной петле.

На рис. 11,*б* изображена схема инвертера с двумя триодами, свободная от ряда недостатков предыдущей схемы. Левый триод $Л_1$ подобно предыдущей схеме имеет разделенную нагрузку. Однако благодаря тому, что сопротивление R_2 введено в цепи катодов обоих триодов, действующая величина сопротивления катодной нагрузки для каждого

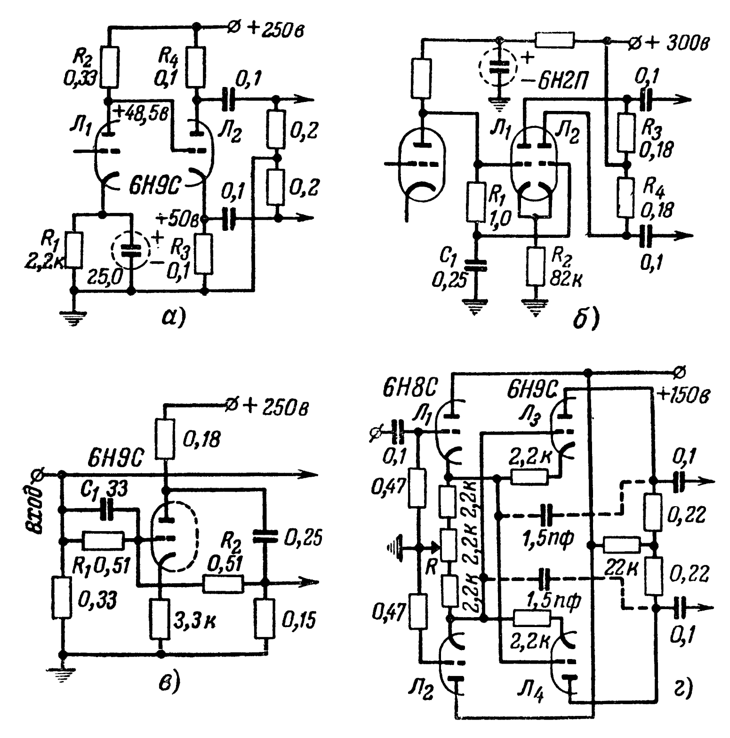


Рис. 11. Схемы инвертеров.

а — инвертер с разделенной нагрузкой, связанный с предыдущим каскадом без разделительного конденсатора; *б* — инвертер на двойном триоде с катодной связью; *в* — инвертер, симметричный до частоты 1 *Мгц*; *г* — высокосимметричный инвертер на двух двойных триодах.

триода оказывается небольшой. В связи с этим глубина обратной связи получается малой, выходное напряжение на анодах каждого триода приближается к максимально возможному для данного типа лампы, коэффициент усиления возрастает.

Правый триод $Л_2$ благодаря соединению управляющей сетки с землей через конденсатор C_1 большой емкости работает по схеме усилителя с заземленной сеткой, который

не переворачивает фазу усиливаемого сигнала, приложенного к катоду. Таким образом, между анодами обоих триодов получаются напряжения в противоположных фазах, как и на аноде и катоде триода с разделенной нагрузкой. Однако теперь мы имеем симметричные выходные цепи.

Строго говоря, для получения равных напряжений на анодах обеих ламп надо выбирать сопротивление R_4 несколько большей величины, чем R_3. Теория дает следующее соотношение между этими сопротивлениями:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{1 + \frac{R_i + R_4}{(1 + \mu) R_2}},$$

где R_2, R_3 и R_4 — сопротивления в схеме рис. 1,*б*;
R_i — внутреннее сопротивление триодов $Л_1$ и $Л_2$;
μ — коэффициент усиления триодов $Л_1$ и $Л_2$.

Однако, чем больше μ триодов и величина R_2, тем меньше должны различаться сопротивления R_3 и R_4. Так, для двойного триода 6Н2П ($\mu = 100$, $R_i = 500$ *ком*) при данных, указанных на схеме рис. 11,*б*, и при $K_3 = K_4$ несимметрия составляет 3%, т. е. меньше, чем разброс параметров самих триодов.

Отметим, что при соответствующем выборе величины R_2, рабочего режима инвертера и лампы предыдущего каскада в схеме рис. 11,*б* можно подать сигнал с анода предыдущей лампы на сетку первой лампы инвертера без разделительного конденсатора.

На рис. 11,*в* приведена схема усилительного каскада, переворачивающего фазу сигнала и обладающего коэффициентом усиления, равным единице. Применение специальной корректирующей фазовую характеристику цепи R_1C_1 и глубокой обратной связи через сопротивление R_2 обеспечивает безупречную работу этой схемы в полосе частот от 5 *гц* до 1 *Мгц*, что позволяет охватывать усилитель, содержащий такой инвертер, петлей чрезвычайно глубокой отрицательной обратной связи.

Особенно высокой симметрией как выходных напряжений, так и параметров цепей обоих плеч даже при значительном разбросе параметров ламп обладает схема с двумя двойными триодами (рис. 11,*г*), лампы которой охвачены перекрестными обратными связями. Таким инвертером обычно начинаются усилители, все каскады которых осуществлены по двухтактной схеме. Потенциометр R служит

для балансировки схемы при смене ламп. Добавление конденсаторов небольшой емкости (1—2 *пф*), изображенных штриховыми линиями, позволяет скомпенсировать паразитные емкости монтажа и уменьшить фазовые искажения в области самых высоких частот.

Эта схема очень удобна для введения отрицательной обратной связи с выхода усилителя (главной петли), для чего используется сетка нижнего (по схеме) триода $Л_2$, симметричного входному. В других схемах напряжение обратной связи приходится вводить в цепь катода входной лампы, и это сопряжено с определенными неудобствами, так как катодная цепь обладает малым сопротивлением.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Многоканальная система построения оконечных усилителей встречается довольно редко. Проблема высококачественного усиления широкой полосы частот считается успешно разрешенной при помощи одноканальных систем.

При употреблении получающих широкое распространение многополосных систем громкоговорителей необходимое для питания их разделение спектра воспроизводимых частот на 2—3 частотные полосы обычно осуществляют в выходных цепях усилителя при помощи простейших фильтров (рис. 12). Однако такие фильтры имеют ряд недостатков (они ухудшают согласование и демпфирование громкоговорителей, обладают невысоким к. п. д. и не дают достаточно резкого разделения спектра частот), в связи с чем все чаще начинают обращаться к разделению полос еще в самом усилителе.

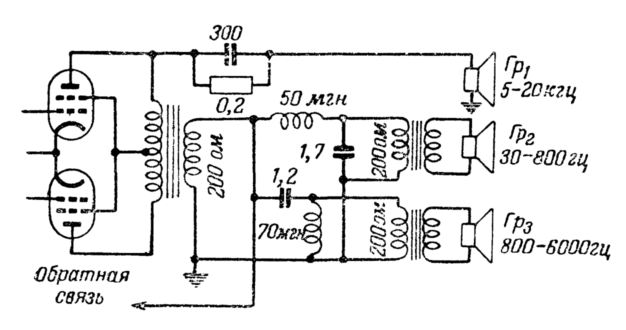


Рис. 12. Схема разделения каналов на выходе усилителя.
$Гр_1$ — пьезоэлектрический громкоговоритель; $Гр_2$ и $Гр_3$ — электродинамические громкоговорители.

К многоканальному усилению прибегают в последнее время иногда в системах так называемого псевдостереофонического воспроизведения или в системах объемного звучания, где к громкоговорителям, расположенным под различными углами в разных частях ящика, подводятся различные части воспроизводимого спектра. Системы разделения каналов не отличаются оригинальностью: большей частью употребляются RC-цепи.

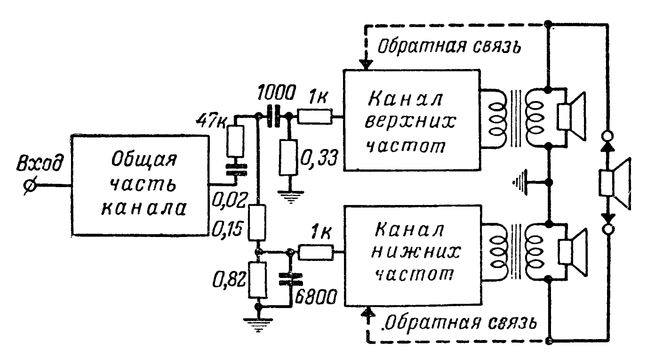


Рис. 13. Простейшая схема совмещения каналов на выходе двухканального усилителя.

В многоканальных усилителях наряду с необходимым разделением каналов предусматривают возможность совмещения выходов для воспроизведения всей полосы частот при помощи одного громкоговорителя (например, выносного). Простейший способ совмещения может быть осуществлен по схеме рис. 13, не требующей ни одной дополнительной детали при условии, что выходные мощности и сопротивления каждого канала равны.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ СХЕМЫ

Сигналы, получаемые от различных источников программы, обычно имеют разные средние уровни, несут в себе различные частотные искажения и специфические помехи, свойственные предшествующей части канала передачи той или иной программы.

Для того чтобы при переходе с одного рода работы на другой не приходилось производить существенных изменений характеристик усилителя при помощи регуляторов

громкости и тембра, сигнал с выхода каждого источника программы поступает на индивидуальную нерегулируемую корректирующую схему, которая приводит его к некоторым средним характеристикам, и лишь после нее подается на переключатель программы и на общий канал усиления низкой частоты.

Три основные функции корректирующих схем сводятся к следующему:

1. Приведение среднего уровня сигнала данного источника программы к некоторому постоянному значению. Этим обеспечивается не только удобство эксплуатации усилителя, но и нормальная работа компенсированного регулятора громкости.

2. Компенсация средних частотных искажений, свойственных предшествующей части канала данной программы.

3. Ослабление специфических помех, возникающих в канале передачи данной программы.

В промышленных образцах предварительных усилителей обычно устанавливают корректирующие схемы, учитывающие только стандартные характеристики передающих частей канала, например частотные характеристики граммпластинок, а компенсацию характеристик приемных частей каналов (частотных характеристик граммофонных проигрывателей, специфических помех при радиоприеме), которые могут существенно отличаться у аппаратуры различных марок, не осуществляют, рассчитывая на то, что необходимые для этого корректирующие цепи устанавливаются на выходе соответствующих приборов.

Однако радиолюбитель, конструируя комбинированную установку из известных ему приборов, может установить корректирующие цепи по своему усмотрению либо в соответствующих приборах, либо в предварительном усилителе. Вне зависимости от того или иного конструктивного решения вопрос о коррекции входных сигналов надо считать тесно связанным с проблемой высококачественного воспроизведения радиопрограммы, а потому мы приведем основные приемы построения нерегулируемых корректирующих схем, захватывая отчасти выходные цепи предшествующих усилителю источников программы.

«Уровень приведения», к которому приводится средний выходной сигнал каждого источника программы и на котором происходит коммутация программ, обычно составляет 200—500 *мв*. Повышение этого уровня до 1—2 *в* усложнит получение малых нелинейных искажений в ступенях регулировки частотной характеристики, где применение частот-

нонезависимой отрицательной обратной связи исключено, а понижение его ниже 100 *мв* может привести к заметным «наводкам» фона на коммутируемые цепи и к ухудшению отношения сигнал/шум.

Для источников программы, у которых выходной сигнал превышает уровень приведения (АМ и ЧМ приемники, телевизор), в корректирующую схему вводится делитель напряжения сигнала или подстроечный потенциометр (под шлиц), а для источников, создающих сигнал меньшей величины (воспроизводящая головка магнитофона, звукосниматель), применяются дополнительные усилители, причем они также обычно снабжаются подстроечными потенциометрами для установки необходимых коэффициентов усиления.

В целях обеспечения наибольшего отношения сигнал/шум подстроечные потенциометры целесообразно устанавливать на выходе корректирующей схемы непосредственно перед переключателем программы. Тогда все соединительные провода между блоками и схемы коррекции будут работать при максимальных сигналах и возможные наводки и пульсации будут сказываться меньше.

Коррекция сигнала приемника АМ. В качестве нерегулируемых элементов низкочастотной коррекции в АМ приемниках обычно применяют низкочастотный *RC*-фильтр в цепи нагрузки детектора, который несколько снижает уровень

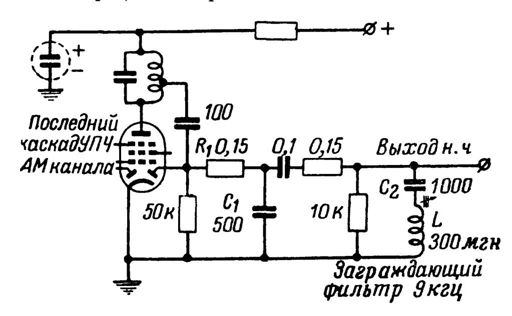


Рис. 14. Схема корректирующей цепи для приемника АМ.

импульсных помех, и фильтр-пробку для подавления интерференционных свистов, вызываемых биениями между несущими частотами принимаемой станции и станции, работающей на соседней частоте. Кроме того, для снижения выходного напряжения, которое обычно составляет несколько вольт, устанавливается делитель или потенциометр.

Полная схема выходной цепи АМ приемника, содержащая указанные элементы коррекции, приведена на рис. 14.

Постоянная времени цепи R_1C_1 обычно имеет порядок 50 *мксек*, а резонансная частота фильтра-пробки L_2C_2 — 9 *кгц*. Катушка фильтра выполняется в форме многослойной рядовой обмотки на карбонильном броневом сердечнике с подстроечным стержнем.

В приемнике, предназначенном для работы в комплекте высококачественной аппаратуры, крайне желательно иметь высокоэффективную систему АРУ, которая обеспечивала бы изменение среднего уровня выходного сигнала в пределах не более 6 *дб* при приеме любой хорошо слышимой станции.

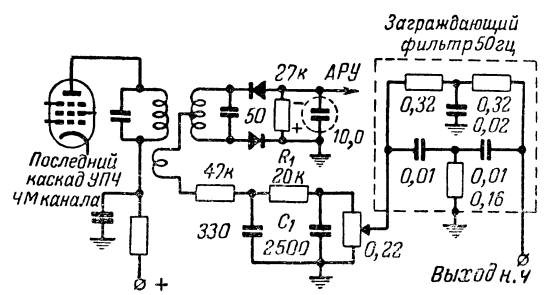


Рис. 15. Схема корректирующей цепи для приемника ЧМ.

Только при этом можно получить достаточное постоянство сигнала на входе усилителя и нормальную работу компенсированного регулятора громкости.

Коррекция сигнала УКВ ЧМ приемника. В передающих станциях УКВ ЧМ предусматривается повышение индекса модуляции для наиболее высоких частот звукового спектра. Это делается для того, чтобы при приеме, создавая «завал» соответствующей части частотной характеристики, наряду с получением горизонтальной сквозной частотной характеристики всего канала понизить уровень шума. Для точной компенсации частотной характеристики в области верхних частот необходимо после ЧМ детектора употреблять низкочастотный *RC* фильтр (на рис. 15 R_1C_1) с постоянной времени 50 *мксек*.

Кроме этой коррекции, необходимой для любого ЧМ приемника, в приемниках звукового сопровождения телевизоров, построенных по одноканальной схеме, иногда устанавливают фильтр, вырезающий частоту смены полей, равную частоте электросети (50 *гц*). Эта мера, незначительно искажая качество воспроизведения звукового сопровождения, позволяет очень легко избежать часто прослушивающегося в телевизорах фона. Наиболее распространено при-

менение для этих целей двойного Т-моста типа *RC* (на рис. 15 обведен штриховой линией). Детали этого фильтра должны быть подобраны с точностью до 0,5%.

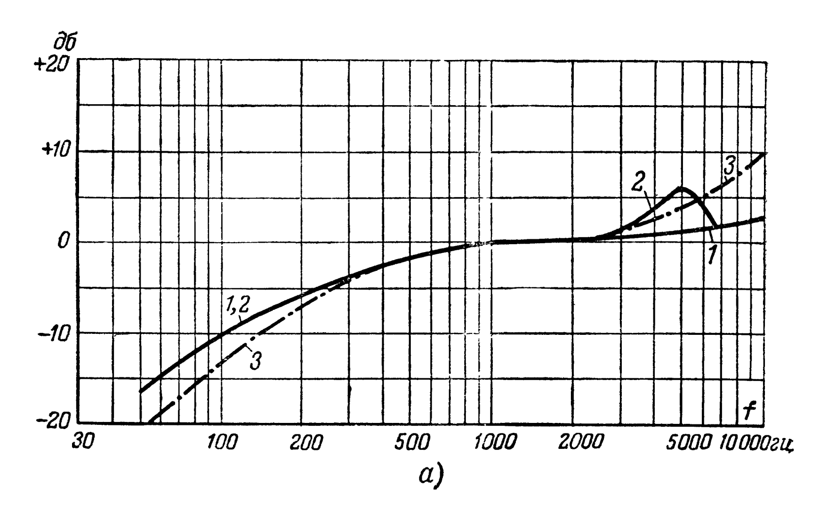
Коррекция граммзаписей. На рис. 16,*а* изображены типовые характеристики записи обыкновенных и долгоиграющих граммофонных пластинок. Ослабление нижних частот производится с целью ограничить максимальную амплитуду колебаний звуковой канавки, причем удается сократить расстояние между соседними канавами и увеличить длительность записи. Подъем в области верхних частот предусматривается ради повышения отношения сигнал/шум.

Для воссоздания первоначальных соотношений между уровнями сигнала на различных частотах при воспроизведении пластинок надо иметь обратные характеристики (рис. 16,*б*).

При выборе частотной характеристики корректирующей схемы необходимо учитывать также частотную характеристику звукоснимателя. Конструкторы отечественных звукоснимателей стараются приблизить характеристику звукоснимателя к необходимой характеристике воспроизведения. Тем не менее звукосниматели различных марок обладают существенно отличными частотными характеристиками и не все в равной мере компенсируют характеристику записи.

За рубежом обнаруживается иная тенденция: у звукоснимателей стремятся получить горизонтальную частотную характеристику, а компенсацию характеристик записи осуществляют схемными методами путем введения в предварительный усилитель специальных корректирующих схем. Различные фирмы, выпускающие граммофонные пластинки, придерживаются разных характеристик записи, поэтому обычно корректирующие схемы снабжаются переключателем на три — шесть положений, в которых обеспечивается точная компенсация основных стандартных характеристик записи. Если учесть, что отличия в характеристиках записи разных фирм в основной полосе частот не превышают 3—4 *дб* и что некоторые звенья канала обладают характеристиками, контролируемыми с весьма низкой точностью (только за счет изменения взаимного расположения слушателя и громкоговорителя частотная характеристика, снятая по звуковому давлению, может изменить свой ход в отдельных частях более чем на 10 *дб*), то можно выразить сомнение в целесообразности индивидуальной компенсации большого числа характеристик записи. Применение за рубежом подобной меры, по всей вероятности, вызвано рекламными соображениями.

С точки зрения практической целесообразности можно рекомендовать употребление не более двух-трех различных характеристик воспроизведения. Наиболее требовательные слушатели могут осуществлять дальнейшее уточнение характеристики воспроизведения по своему вкусу при помощи регуляторов тембра общей части канала усилителя низкой частоты.



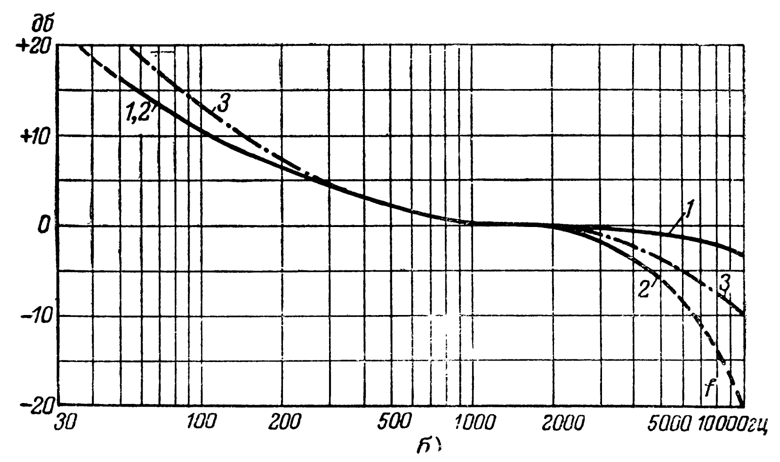


Рис. 16. Типовые характеристики записи граммофонных пластинок (*а*) и характеристики воспроизведения, обеспечивающие компенсацию типовых характеристик записи (*б*).

1 — для обыкновенных (78 *об/мин*) нового стандарта; *2* — то же старого стандарта; *3* — для долгоиграющих.

В качестве корректирующих элементов в основном применяются ламповые схемы: усилители с частотнозависимой обратной связью и реже — с частотнозависимыми делителями.

Типичные схемы частотнозависимых делителей изображены вместе с их характеристиками на рис. 17. Схемы рис. 17,*а*, *б* и *в* рассчитаны так, чтобы при переходе с одного вида граммзаписи на другой не только скомпенсировать частотные характеристики, но и, несмотря на отличие в значении среднего уровня амплитуды записи, привести сигнал к одной и той же величине.

Ко входу этих схем можно было бы включать непосредственно звукосниматель, а сигнал с их выхода подавать на усилитель. Однако этого не делают, ибо частотная коррекция здесь покупается ценой двадцатикратного ослабления сигнала на средних частотах, причем и без того невысокий сигнал звукоснимателя после такого ослабления очень трудно оградить от фона и шумов входного каскада усилителя. Для получения хорошего отношения сигнал/шум звукосниматель присоединяют непосредственно к сетке усилительного триода, после первого каскада усиления ставят корректирующие делители и затем применяют еще один каскад усиления, с выхода которого сигнал подается к переключателю источников программы (рис. 18).

На рис. 19 дана одна из схем корректирующего усилителя с использованием частотнозависимой обратной связи. Эта и подобные ей схемы находят более широкое применение, так как из-за отсутствия делителей напряжения сигнала они обеспечивают лучшее отношение сигнал/шум и меньшие нелинейные искажения.

Коррекция сигнала магнитофона. Сигнал, развиваемый воспроизводящей головкой магнитофона, измеряется в лучшем случае десятками милливольт. Для того чтобы избежать «наводок» фона, наиболее рационально устанавливать корректирующий воспроизводящий усилитель поблизости от панели магнитофона. Надо учитывать также, что характеристики записи магнитофонов различных систем могут существенно отличаться, а потому характеристики воспроизводящего усилителя должны быть согласованы с конкретным вариантом магнитофона. Все это позволяет считать воспроизводящий магнитофонный усилитель скорее принадлежностью определенного магнитофона, чем универсального высококачественного усилителя.

Обычно небольшой корректирующий воспроизведение магнитной записи усилитель вводится непосредственно в

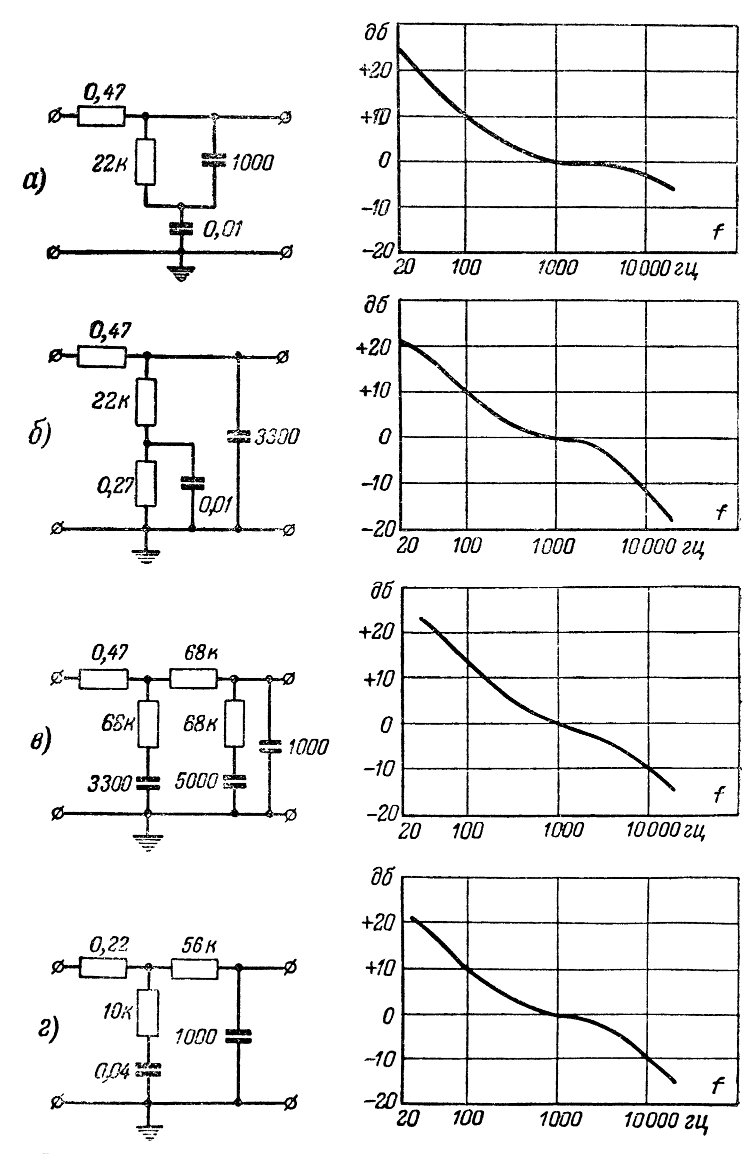


Рис. 17. Частотнозависимые делители и их характеристики, применяемые для коррекции при воспроизведении граммзаписей.

а — обыкновенных (78 *об/мин*) нового стандарта; *б* — то же старого стандарта; *в* — долгоиграющих; *г* — корректирующая цепь с усредненной характеристикой.

конструкцию магнитофона, причем частотные соотношения в его выходном сигнале приводятся к первоначальным. Поэтому в предварительном блоке универсального усилителя обычно не вводят специальную частотную коррекцию.

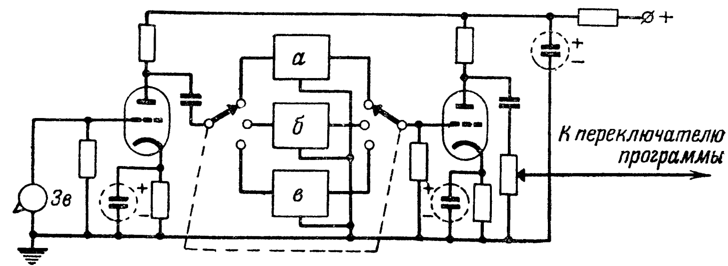


Рис. 18. Схема построения корректирующего усилителя граммзаписи с частотнозависимыми делителями (*а*, *б* и *в*).

Не вдаваясь в схемы магнитофонных воспроизводящих усилителей (методы частотной коррекции здесь в основном те же, что и для граммзаписи), укажем лишь, что ради большей гибкости высококачественных усилителей низкой частоты в состав блока предварительного усиления обычно включают один каскад усиления магнитофонного сигнала до подачи его на переключатель источников программы. Для

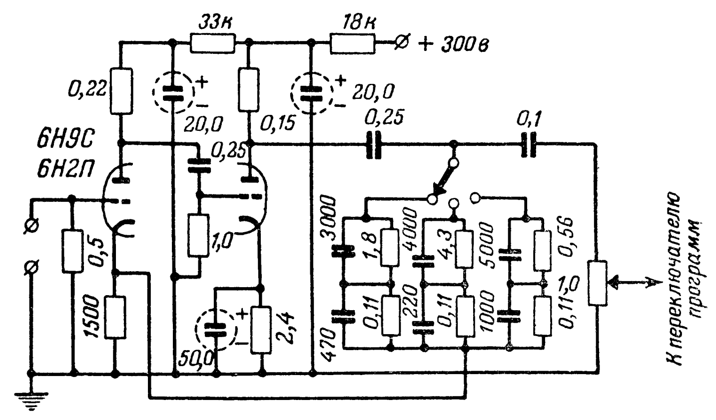


Рис. 19. Корректирующий усилитель граммзаписи с частотнозависимой обратной связью.

точного приведения магнитофонного сигнала к выбранному среднему уровню в схеме предусматривают подстроечный потенциометр, выведенный под шлиц.

РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА

В подавляющем большинстве высококачественных усилителей применяется раздельная регулировка частотной характеристики в области нижних и верхних частот, причем стандартные пределы регулировки на крайних частотах составляют $\pm(15 \div 20)$ *дб*. При этом допускают изменение усиления на средней частоте (в районе 1 000 *гц*) не более чем на 3 *дб*.

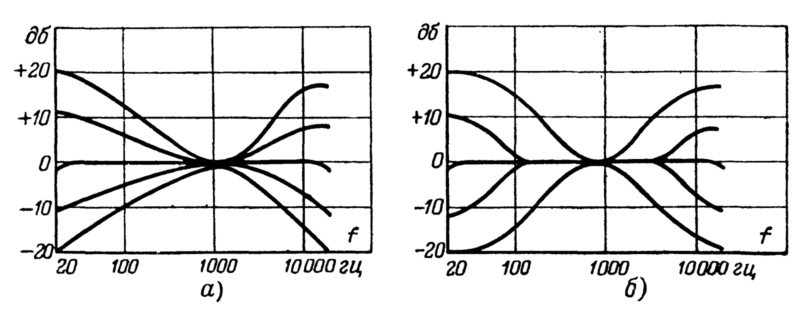


Рис. 20. Регулировочные характеристики регуляторов тембра.
а — первого типа; *б* — второго типа.

По характеру изменения частотной характеристики усилителя регуляторы тембра делятся на два типа: 1) с переменной крутизной наклона характеристики и неизменной частотой перехода и 2) с переменной частотой перехода и неизменной крутизной наклона характеристики. Соответствующие регулировочные характеристики изображены на рис. 20. Считают, что регуляторы второго типа обеспечивают лучшую компенсацию характерных для большинства звеньев канала частотных искажений, и последнее время их употребляют все охотнее.

Регулировочные характеристики первого типа проще всего получаются у схем регулируемых частотнозависимых делителей напряжения сигнала.

Несколько таких схем приведено на рис. 21. Все они наряду с регулировкой коэффициента передачи нижних и верхних частот в пределах $\pm(15 \div 20)$ *дб* понижают уровень средних частот в 10—12 раз. Для компенсации этого ослабления при применении регуляторов подобного рода добавляют один каскад усиления на триоде с небольшим коэффициентом усиления ($\mu = 16 \div 20$). Обычно схему регулятора тембра вводят между двумя каскадами в качестве элемента междукаскадной связи; при этом второй каскад служит

лишь для восстановления среднего уровня сигнала, уже полученного после первого каскада.

Для получения плавности и нормальных пределов регулировок тембра в схемах рис. 21 надо применять потенциометры с логарифмической шкалой (тип В).

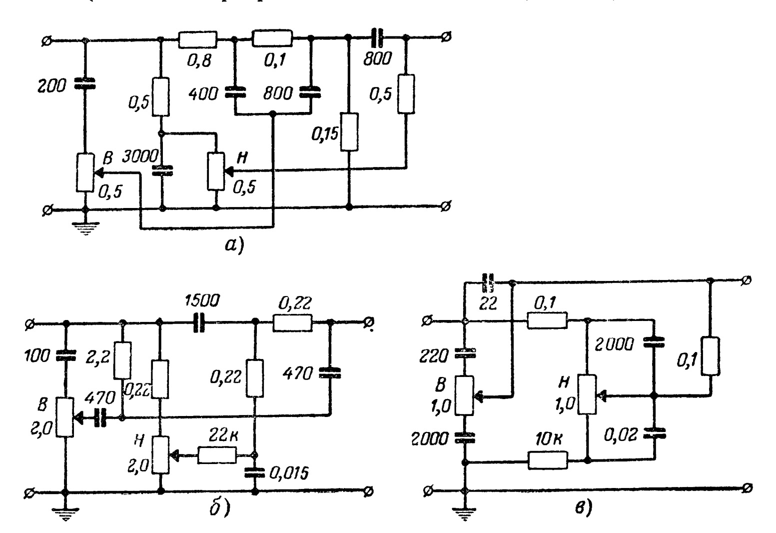


Рис. 21. Схемы регуляторов тембра первого типа.
В — регулятор верхних частот; *Н* — регулятор нижних частот.

Также с применением дополнительной лампы связано устройство регуляторов тембра второго типа. Наиболее распространенная схема этого типа представлена на рис. 22. В этой схеме максимальный коэффициент усиления в области средних частот составляет 1 и мало зависит от параметров примененной лампы, ибо на средних частотах каскад работает с 50%-ной отрицательной обратной связью. Однако для получения широких пределов регулировки в области нижних и верхних частот желательно иметь коэффициент усиления самого каскада не менее 40, что возможно при применении триода с высоким μ ($70 \div 100$) или пентода.

В схеме рис. 22 применяются потенциометры с линейной шкалой (типа А), причем пределы регулировки остаются весьма широкими, что обеспечивается использованием обратной связи. Предшествующий каскад должен иметь не очень высокое выходное сопротивление (до 20 *ком*), для чего перед схемой рис. 22 применяют усилительный каскад на триоде с невысоким μ или катодный повторитель.

Другая ламповая схема регулятора тембра представлена на рис. 23. В ней также применяются потенциометры с линейной шкалой. Максимальный коэффициент усиления каскада на средних частотах не превышает единицу, ибо за

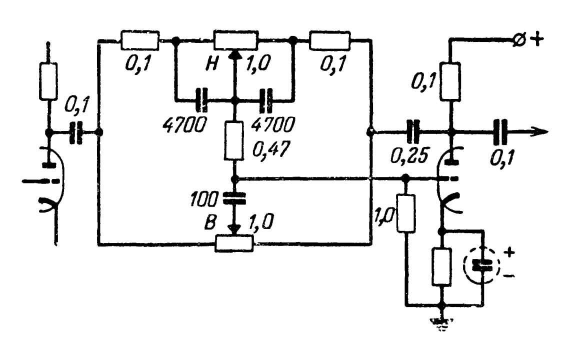


Рис. 22. Регулятор тембра второго типа.
B—регулятор верхних частот; *H* — регулятор нижних частот.

счет сопротивления R_1 образуется глубокая отрицательная обратная связь. Частотнозависимыми цепями являются конденсатор C_1, имеющий малое сопротивление для верхних частот, и резонансная цепь LC_2, которая в районе резонансной частоты (40—50 *гц*) имеет также малое сопротивление. При перемещении движков потенциометров *B* и *H* к верхним (по схеме рис. 23) концам эти цепи шунтируют сопротивление нагрузки R_2, причем ослабляется усиление соответствующих частот не только за счет понижения сопротивления нагрузки, но и за счет происходящего при этом увеличения отрицательной обратной связи.

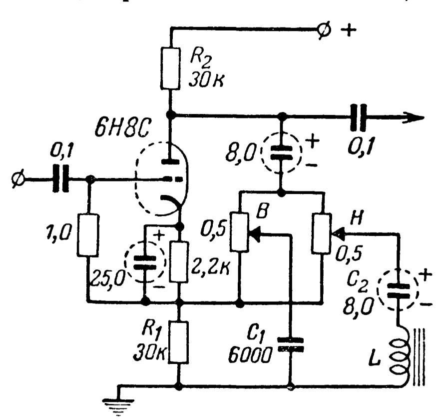


Рис. 23. Регулятор тембра на основе каскада с разделенной между анодной и катодной цепями нагрузкой.

При перемещении ползунков вниз шунтирование сопротивления ослабляет обратную связь на соответствующих частотах и их усиление возрастает.

Схемы, использующие отрицательную обратную связь, выгодно отличаются от схем частотнозависимых делителей тем обстоятельством, что в них при ослаблении усиления тех или иных частот возрастает коэффициент обратной связи и соответственно улучшаются шумовые свойства схемы и линейность усиления. В схемах же частотнозависимого деления сигнала приходится резко снижать средний уровень сигнала и вводить дополнительное усиление всего спектра частот, причем труднее обеспечить низкие уровни фона, шумов и нелинейных искажений.

РЕГУЛЯТОРЫ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

В целях повышения отношения сигнал/шум всегда выгодно ограничивать полосу пропускания усилителя той же шириной, какую имеет самое узкополосное звено всего канала данной программы. Известно, что полоса частот, передаваемых, например, длинноволновыми радиовещательными станциями, ограничивается 4,5—5 *кгц* (по низкой частоте). При этом расширение полосы пропускания приемного устройства сверх 5 *кгц* не только не улучшит качества воспроизведения передачи, а напротив, ухудшит его из-за увеличения уровня помех.

Мало того, при некоторых видах радиопередачи, например при речевых программах, полезный сигнал имеет сравнительно ограниченный спектр частот, который не занимает всей полосы пропускаемых данным каналом частот. В таких случаях для дополнительного улучшения отношения сигнал/шум целесообразно в приемной части канала еще больше сужать полосу пропускания, ограничивая ее той областью частот, которая используется для передачи данного рода.

Наконец, в ряде случаев, когда уровень помех особенно высок, качество воспроизведения может быть улучшено даже за счет сокращения полосы передаваемых частот, так как выигрыш в отношении сигнал/шум может влиять на качество и разборчивость передачи в большей мере, чем связанная с этим частичная потеря полезного спектра частот.

Регулировка полосы пропускаемых частот в определенной мере может осуществляться регуляторами тембра. Однако основным назначением регуляторов тембра является компенсация частотных искажений, возникающих в отдельных звеньях канала, в пределах используемой полосы частот. При этом не возникает необходимость получения особенно крутых спадов частотной характеристики на крайних частотах полосы пропускания. Для подавления же помех,

сосредоточенных за пределами рабочей полосы частот, нужны регуляторы, дающие, по возможности, более крутой срез частотной характеристики. Поэтому в высококачественных усилителях часто употребляют специальные регуляторы полосы усиливаемых частот, независимые от регуляторов тембра.

Помехи, свойственные разным каналам передачи, отличаются различным спектральным составом, т. е. распределение энергии по частотам у них не одинаковое, однако в большинстве случаев наиболее интенсивны помехи в области верхних частот звукового спектра. Поэтому для снижения всякого рода помех и шумов важнее всего резко ограничивать полосу пропускания усилителя со стороны верхних частот. Многие схемы регуляторов полосы пропускания и предназначаются исключительно для установки той или иной верхней частоты, после которой обеспечивается крутой спад частотной характеристики усилителя.

Наряду с этим некоторые специалисты считают, что ухо человека в меньшей мере ощущает наличие ограничения в полосе воспроизводимых частот и качество передачи кажется более высоким, если срез осуществляется одновременно с обеих сторон полосы, причем нижняя и верхняя частоты среза должны быть определенным образом согласованы.

Эксперименты показали, что для этого при ограничении полосы воспроизводимых частот желательно выполнять условие

$$f_н f_в = (250\,000 \div 300\,000)\ гц^2,$$

где $f_н$ и $f_в$ — соответственно нижняя и верхняя частоты среза.

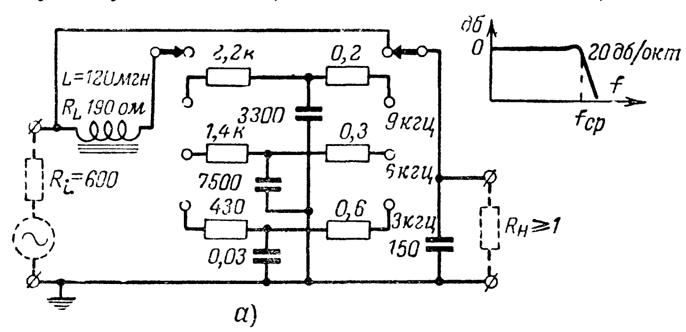
Исходя из этого положения, в ряде схем предусматривают согласованное изменение нижней и верхней частот среза.

Регуляторы полосы, как и регуляторы тембра, осуществляются по двум основным принципам: в форме частотнозависимых делителей или в виде каскадов с частотнозависимой обратной связью. Вторые в связи с необходимостью применения лишней лампы употребляются реже.

По способу регулировки схемы разделяются на плавные регуляторы полосы и на переключатели с тремя — пятью фиксированными значениями полосы пропускания.

В связи с тем, что регуляторы полосы должны давать крутой срез за пределами полосы пропускания и не должны заметно влиять на форму частотной характеристики в пределах рабочей полосы частот, выполнение частотнозависи-

мых делителей на основе *RC* ячеек затруднено. Эти схемы приходится осуществлять в форме *LC* фильтров или избирательных ламповых *RC* систем. Схема простейшего переключателя полосы частот, содержащего всего лишь одну катушку индуктивности (остальные элементы *RC*) и обла-



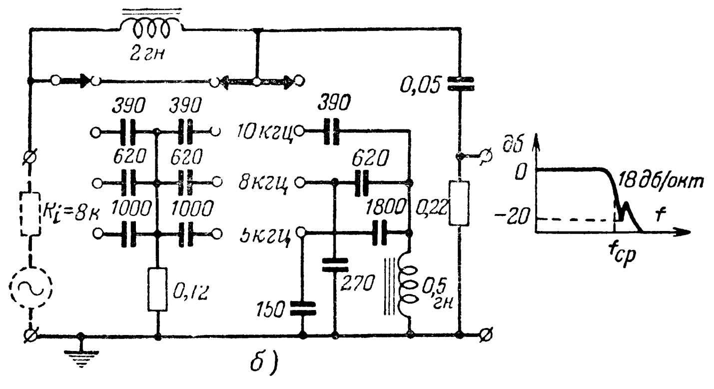


Рис. 24. **Принципиальные схемы переключателей полосы частот и форма их частотных характеристик.**

а — типа *LC* + *RC*; *б*—типа *LC* + *LC*.

дающего очень хорошей характеристикой, показана на рис. 24,*а*.

Схема рассчитана на подключение к источнику сигнала с внутренним сопротивлением 600 *ом* (например, после катодного повторителя). Сопротивление нагрузки должно быть не менее 1 *Мом*. Частоты среза (на уровне — 3 *дб*) составляют 3, 6 и 9 *кгц*. Крутизна среза превышает 20 *дб* на октаву. Четвертое положение переключателя обеспечивает выключение фильтра, причем полоса пропускания ограничи-

вается самим усилителем. Неравномерность в пределах полосы пропускаемых частот, вносимая этой схемой, не превышает 1 *дб*.

На рис. 24,*б* представлена схема другого переключателя полосы частот в форме двухзвенного *LC*-фильтра. У этого фильтра средняя крутизна среза несколько меньше, чем у предыдущей схемы (около 18 *дб* на 1 октаву), но зато осуществляется глубокое вырезание частоты, близлежащей к частоте среза. Этот фильтр рассчитан на работу от источ-

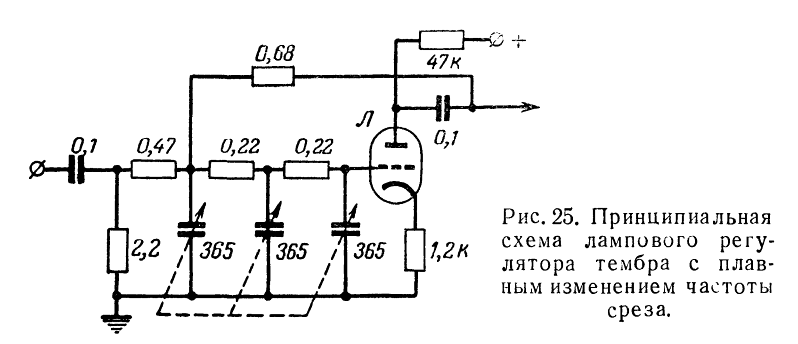


Рис. 25. Принципиальная схема лампового регулятора тембра с плавным изменением частоты среза.

ника сигнала с внутренним сопротивлением порядка 8 *ком* и пригоден для непосредственного включения после каскада усиления на триоде с невысоким коэффициентом усиления (6Н8С, 6Н1П).

В заключение укажем на схему лампового регулятора полосы, обеспечивающего плавное изменение частоты среза. Эта схема (рис. 25) по сути дела представляет собой недовозбужденный генератор типа *RC*. Введение усиливаемого сигнала в соответствующую точку схемы позволяет использовать ее в качестве фильтра нижних частот. Частота среза при указанных на рис. 25 величинах *R* и *C* изменяется в пределах от 1 500 до 12 000 *гц* (на уровне 0 *дб*), крутизна спада достигает 18 *дб* на октаву. Коэффициент усиления каскада в рабочей полосе частот равен единице. В качестве лампы следует применять триод с невысоким значением коэффициента усиления ($\mu = 20 \div 40$), иначе схема может перейти в режим самовозбуждения.

РЕГУЛЯТОРЫ ГРОМКОСТИ

В высококачественных усилителях применяются почти исключительно регуляторы громкости с тонкомпенсацией,

которая призвана обеспечивать независимый от установки громкости тембр звучания.

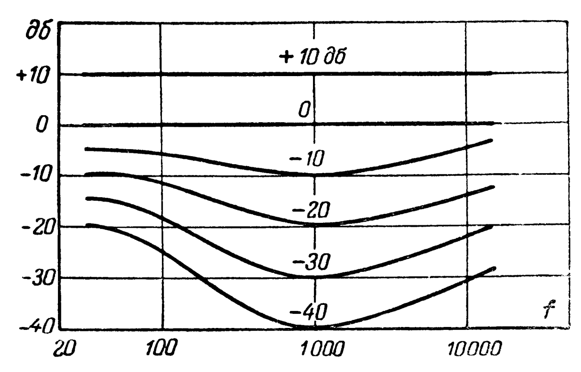


Рис. 26. Типичное семейство характеристик компенсированного регулятора громкости.

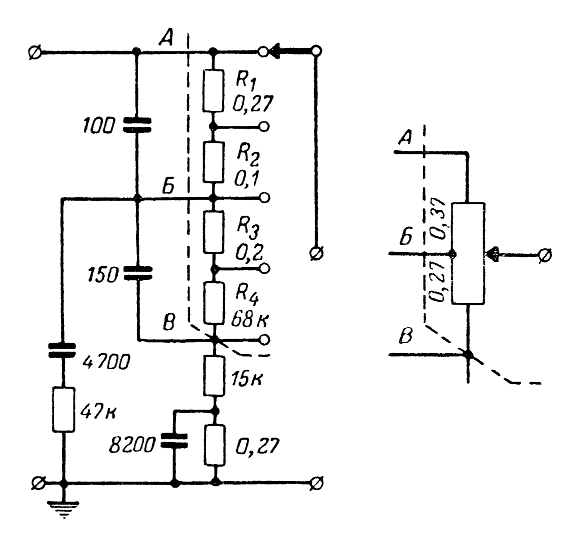


Рис. 27. Схема компенсированного регулятора громкости со ступенчатой регулировкой.

Регулятор с плавным изменением громкости образуется при замене сопротивлений R_1—R_4 потенциометром АБВ (рисунок справа).

Наиболее распространенное семейство частотных характеристик компенсированных регуляторов громкости представлено на рис. 26.

В некоторых моделях усилителей применяют ступенчатые регуляторы громкости со ступенями от 4 до 10 *дб* каждая,

что облегчает проектирование желаемых характеристик. Пример схемы ступенчатого регулятора со скачками 10 *дб* представляет рис. 27.

Схемы плавных регуляторов громкости, использующие потенциометр с отводами, изображены на рис. 28,*а* и *б*. Для того чтобы получить хорошее приближение частотных характеристик регулятора громкости к характеристикам тонкомпенсации уха человека, требуются потенциометры с несколькими отводами. Иногда идут по иному пути: применяют два-три объединенных на одной оси стандартных потенциометра. Примеры таких схем даны на рис. 28,*в* и *г*.

Кроме приведенных схем регуляторов громкости, выполняемых в форме регулируемых частотнозависимых делителей, встречаются ламповые схемы компенсированных регуляторов, использующие переменную частотнозависимую обратную связь. Одна из таких схем представлена на рис. 29. При уменьшении сопротивления реостата R_1 до нуля катод лампы сообщается через конденсатор большой емкости C_1 с землей, и каскад работает как обычный

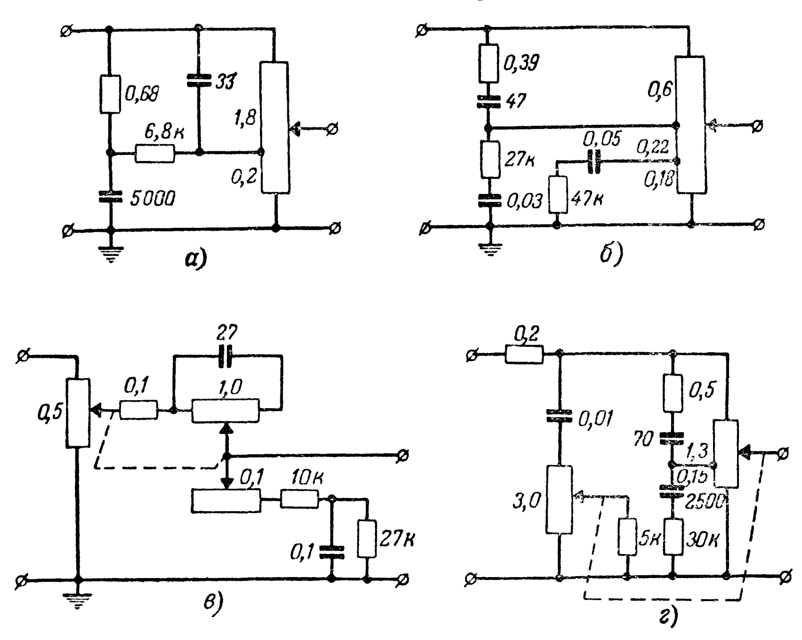


Рис. 28. Схемы регуляторов громкости.

а и *б* — с секционированными потенциометрами; *б* и *в* — с несколькими потенциометрами, объединенными на одной оси.

усилитель. По мере увеличения сопротивления R_1 появляется и возрастает отрицательная обратная связь, причем коэффициент усиления каскада уменьшается. Однако сопротивление цепи обратной связи, образованной сопротивлениями $R_1 — R_5$, конденсаторами $C_1 — C_3$ и катушкой индуктивности L, имеет различную величину при разных частотах, а потому и обратная связь оказывается частотнозависимой и коэффициент усиления снижается для различных частот по-разному. Схема рассчитана таким образом, чтобы по мере введения сопротивления R_1 отрицательная обратная связь для крайних частот возрастала медленнее, чем для средних частот. Для этого служат ветви C_2R_4 (шунтирует цепь обратной связи для верхних частот) и C_3LR_5 (шунтирует цепь для нижних частот). Таким образом, при снижении громкости усиление верхних и нижних частот уменьшается в меньшей мере, чем усиление средних частот. Подбором сопротивлений R_4 и R_5 можно в широких пределах варьировать характеристики компенсации.

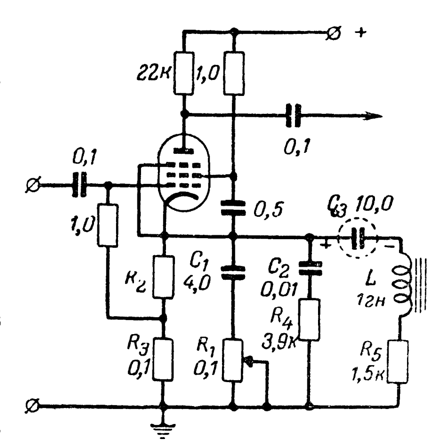


Рис. 29. Компенсированный регулятор громкости, основанный на применении частотнозависимой обратной связи.

Для получения широких пределов регулировки громкости (не менее 40 *дб*) в схемах рис. 27 и 28 применяют потенциометры с логарифмическим законом изменения сопротивления (тип В), а в схеме рис. 29—с экспоненциальным (тип. Б).

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Повышенные требования к уровню шумов высококачественных усилителей имеют своим следствием применение особых мер для снижения шумов.

Основной причиной шумов в усилителях низкой частоты являются наводки фона и проникновение пульсаций по це-

пям питания. Не останавливаясь подробно на этом обширном вопросе, приведем типичные методы борьбы с фоном в современных высококачественных усилителях:

1) питание цепей накала ламп предварительного усилителя выпрямленным током (нити всех ламп соединяются последовательно и получают питание от селенового выпрямителя, снабженного хорошим фильтром);

2) многозвенное сглаживание пульсаций анодного напряжения при помощи цепей из RC (типичные значения: $R=20$ *ком*, $C=20$ *мкф* в каждом звене);

3) применение во входных каскадах ламп, отличающихся низким уровнем шумов;

4) применение в цепях входных каскадов малошумящих объемных углеродистых сопротивлений;

5) передача низкочастотного сигнала по выносным цепям (от одного блока к другому) при достаточно высоком его уровне;

6) применение катодных повторителей перед выносными цепями (для снижения их сопротивления и ослабления влияния внешних полей).

Все эти меры принимаются наряду с известными прежде способами борьбы с наводками, такими как экранирование, рациональный монтаж, подбор точек заземления на шасси и т. п.

ПРИМЕРЫ СХЕМ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ДЕТСКОГО РАДИОГРАММОФОНА

Высказываясь за особую необходимость высококачественного воспроизведения звука для детей (поскольку именно в детском возрасте прививается любовь к музыке и формируются музыкальные вкусы), один из зарубежных конструкторов описывает схему высококачественного усилителя низкой частоты небольшой мощности (рис. 30), отличающегося исключительно высокими качественными характеристиками, полученными в результате применения очень глубоких отрицательных обратных связей.

Цепь $R_1R_2C_1$ служит для коррекции усредненной характеристики записи граммофонных пластинок.

ОКОНЕЧНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Наиболее распространенными среди высококачественных усилителей являются усилители с выходной мощностью порядка 20 *вт*.

На рис. 31 приведена схема западноевропейского малолампового усилителя с оконечным каскадом в ультралинейном режиме. Кроме малого числа ламп, характерной особенностью схемы является сведение к минимуму реактивных элементов связи, дающих фазовые сдвиги. Действительно,

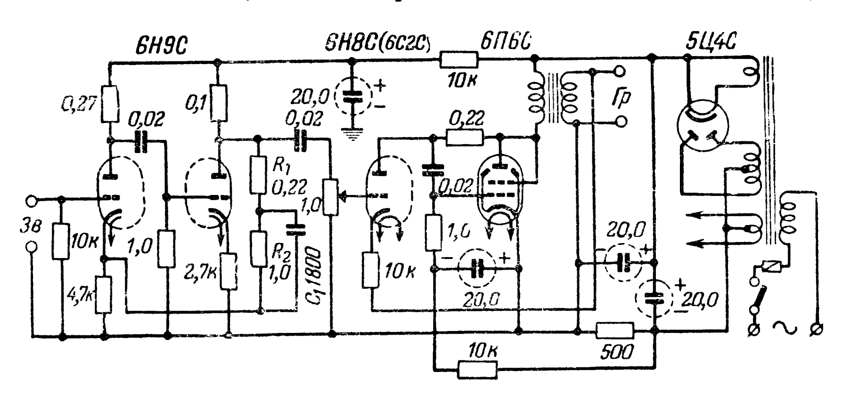


Рис. 30. Принципиальная схема высококачественного усилителя для детского радиограммофона.

единственными реактивными элементами связи являются выходной трансформатор и разделительные конденсаторы

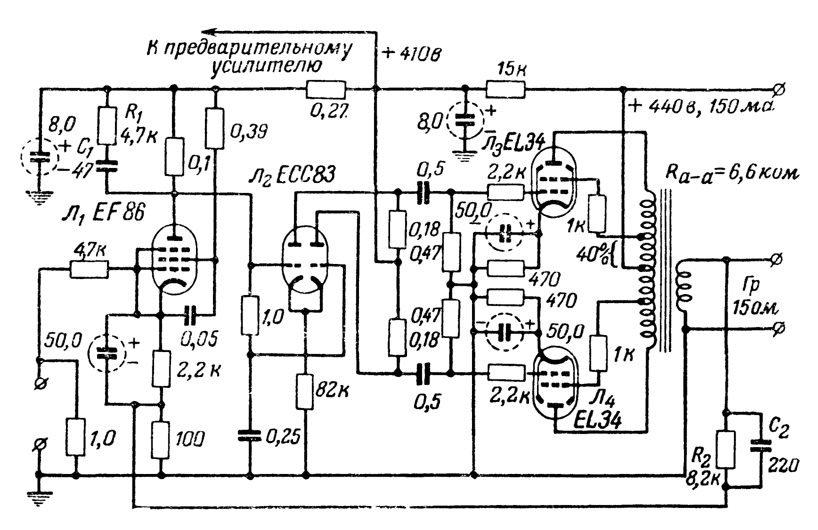


Рис. 31. Принципиальная схема малолампового оконечного усилителя с выходной мощностью 20 *вт*.

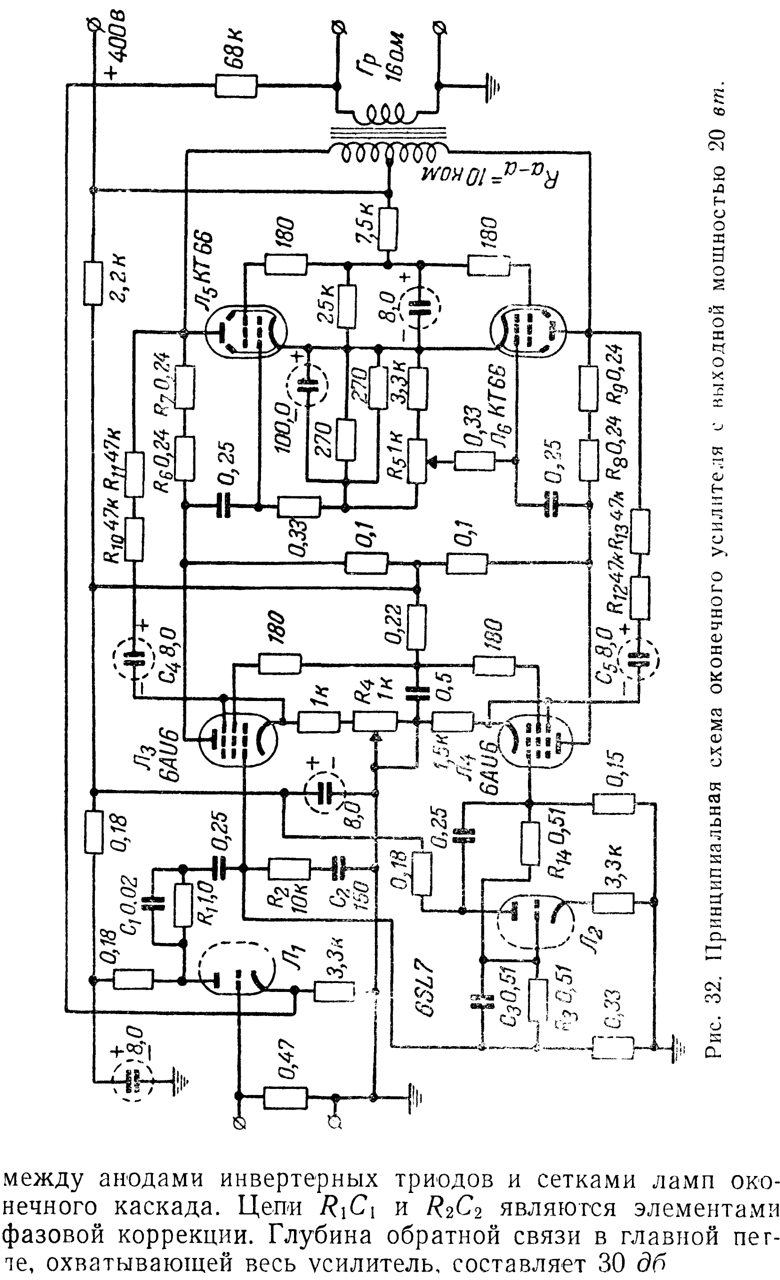


Рис. 32. Принципиальная схема оконечного усилителя с выходной мощностью 20 *вт*.

между анодами инвертерных триодов и сетками ламп оконечного каскада. Цепи R_1C_1 и R_2C_2 являются элементами фазовой коррекции. Глубина обратной связи в главной петле, охватывающей весь усилитель, составляет 30 *дб*

На рис. 32 представлена схема двадцативаттного высококачественного усилителя, использующего многократные обратные связи.

После первого каскада усиления сигнал поступает на одно плечо двухтактного канала, начинающееся пентодом $Л_3$, и через фазоинверсный каскад на триоде $Л_2$ на другое плечо ($Л_4$). Цепи R_1C_1, R_2C_2 и R_3C_3 служат для фазовой коррекции. В катодной цепи пентода $Л_3$ стоит переменное сопротивление R_4, позволяющее симметрировать двухтактный канал по низкочастотному сигналу. Балансировка оконечного каскада по постоянным составляющим анодных токов производится при помощи потенциометра R_5. Главная петля обратной связи охватывает весь усилитель, включая выходной трансформатор. Местные петли обратной связи охватывают оконечный (R_6, R_7, R_8, R_9) и предоконечный ($C_4R_{10}R_{11}$, $C_5R_{12}R_{13}$) каскады. Кроме того, петля обратной связи устроена в фазоинверсном каскаде (R_{14}).

Усилитель, схема которого изображена на рис. 33, отличается использованием двухтактной схемы во всех каскадах. Оконечный каскад осуществлен в ультралинейном режиме. Для балансировки постоянных составляющих анодных токов ламп оконечного каскада служит потенциометр R_3, для симметрирования первых каскадов — R_1. Переменное сопротивление R_2 позволяет уточнить положение рабочей точки у триодов $Л_5$ и $Л_6$.

В этом усилителе между всеми каскадами, кроме оконечного, применена гальваническая связь. Фазовая коррекция осуществляется конденсаторами малой емкости (1,5 *пф*), включаемыми накрест в цепях инвертера и предоконечного каскада. Не считая этих корректирующих связей и перекрестной связи в схеме инвертера, в усилителе можно указать на три цепи отрицательной обратной связи: главная петля (со вторичной обмотки выходного трансформатора на сетку триода $Л_2$), внутренняя обратная связь в ультралинейном каскаде (по экранирующим сеткам оконечных ламп) и петля, охватывающая оконечный и предоконечный каскады (R_4C_1 и R_5C_2).

Стабилизация анодного напряжения инвертерных ламп производится в целях улучшения постоянства рабочих точек у ламп первых трех двухтактных каскадов, использующих гальваническую связь.

Характеристики этого усилителя превосходят характеристики предшествующих схем.

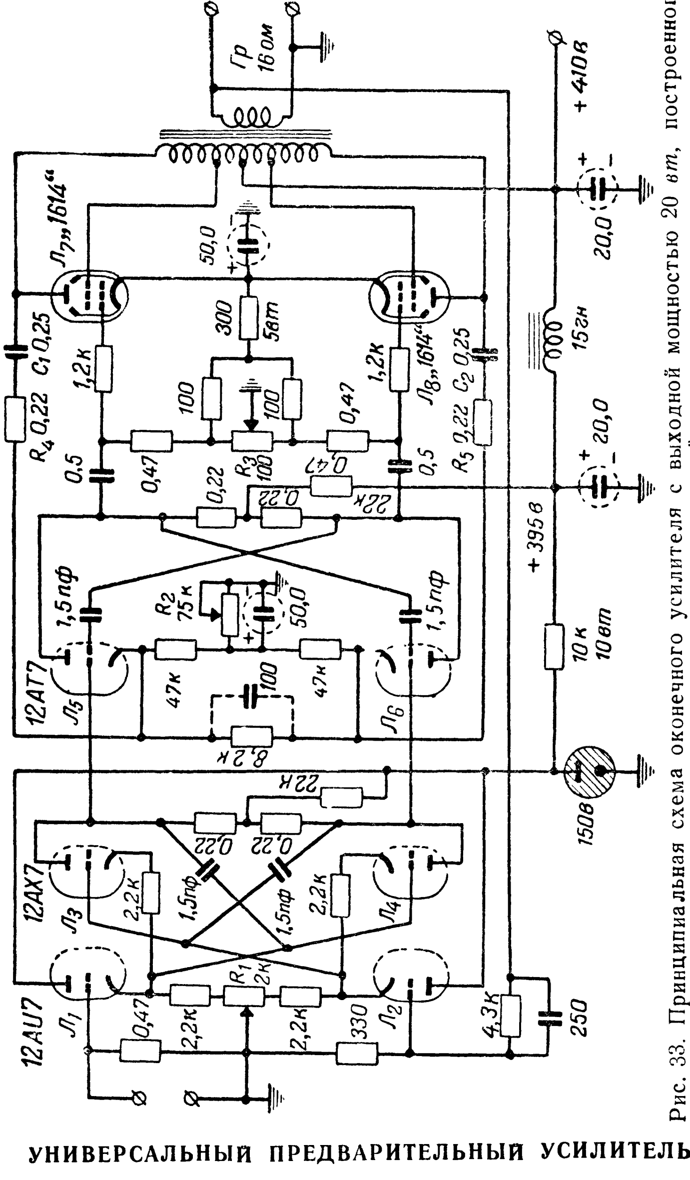


Рис. 33. Принципиальная схема оконечного усилителя с выходной мощностью 20 *вт*, построенного полностью по двухтактной схеме.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

На рис. 34 изображена схема трехлампового предварительного усилителя. В состав этого усилителя входят: корректирующий усилитель граммзаписи на двойном триоде $Л_1$

и $Л_2$, два катодных повторителя на двойном триоде $Л_3$ и $Л_4$ и каскад коррекции на пентоде $Л_5$.

Здесь мы встречаемся с переключателем полосы усиливаемых частот $П_3$. Дроссель L вместе с одним из конденсаторов C_1 — C_4 и соответствующим нагрузочным сопротивлением R_1 —R_4 образует фильтр нижних частот, обеспечивающий крутизну спада характеристики выше частоты среза около 12 *дб* на октаву. Сопротивления R_1 — R_4 не только предотвращают выброс частотной характеристики в районе

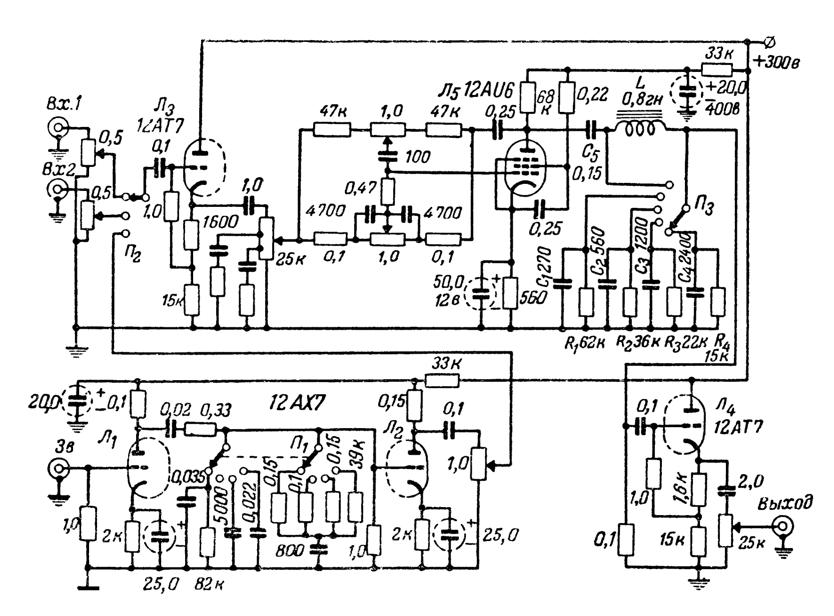


Рис. 34. Принципиальная схема малолампового предварительного усилителя.

резонансной частоты цепи LC, но и образуют вместе с конденсатором C_5 RC-фильтр, срезающий нижние частоты. Крутизна спада характеристики ниже частоты среза RC-фильтра достигает 6 *дб* на октаву. Вся система рассчитана таким образом, чтобы при переключении полосы частоты среза LC и RC-фильтра сдвигались в противоположные стороны, причем их произведение оставалось неизменным и равным (270 000 ÷ 280 000) *гц*^{2}. Этим обеспечивается наиболее естественное звучание при любой полосе воспроизводимых частот.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренными схемами не ограничивается все многообразие современных зарубежных усилителей низкой частоты. Однако наиболее характерные принципы построения высококачественных усилителей и схемы, реализующие эти принципы, в настоящей брошюре приведены.

Следует предостеречь менее опытных радиолюбителей от слепого копирования зарубежных схем. Во-первых, сложность принципиальной схемы не всегда является признаком высокого качества ее. Во-вторых, как уже отмечалось, рекламные соображения часто толкают зарубежных конструкторов на неоправданное завышение характеристик отдельных узлов радиоаппаратуры, получаемое дорогой ценой. В-третьих, некоторые из приведенных в брошюре схем рассчитаны на применение ламп и трансформаторов зарубежных фирм. Полные аналоги ряда типов ламп и трансформаторов в ассортименте отечественного производства отсутствуют, и при переводе некоторых схем на отечественные детали может потребоваться коррекция величин отдельных элементов.

Тем не менее при условии сознательного критического подхода использование ряда схем и идей, изложенных в этой брошюре, может быть целесообразным.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ТАБЛИЦА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЗАРУБЕЖНЫХ ЛАМП, ПРИМЕНЕННЫХ В ОПИСЫВАЕМЫХ СХЕМАХ

Тип лампы	Аналог отечественной лампы	Электрические параметры									Рекомендуемая замена
		U_a, *в*	I_a, *ма*	U_{c2}, *в*	I_{c2}, *ма*	U_{c1}, *в*	$R_к$, *ом*	R_i, *ком*	S, *ма/в*	μ	
6AU6, 12AU6	—	250	10,8	150	4,3	—1	65	2 000	5,2	—	6Ж3П
6SL7	6Н9С	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12AT7	—	250	10	—	—	—2	200	10	5,5	55	6Н15П
12AU7	—	250	10,5	—	—	—8,5	800	7,8	2,2	17	6Н8С
12AX7, ECC 83	—	250	1,2	—	—	—2	1 660	62,5	1,6	100	6Н2П, 6Н9С
1614	6П3С	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
KT 66	—	250	85	250	6,3	—1	170	—	6,3	—	6П3С
EF 86	—	250	3	140	0,55	—2	—	2 500	1,85	—	6Ж8
EL 34	—	265	100	250	14	—13,5	—	15	11	—	6П3С Г-807


Цена 1 р. 10 к.